15 F
N° 1706
JUILLET
1984
LIX° ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA RÉFÉRENCE EN ÉLECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

HI-FI

LE LECTEUR DE "COMPACT DISC" YAMAHA CD-X1

LE MAGNETOPHONE GRUNDIG CF 7200

REALISATIONS

CINQ MONTAGES

MESURE

L'OSCILLOSCOPE

EMISSION RECEPTION

LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

MICRO INFORMATIQUE

ALICE AU BANC D'ESSAI

Vidéo Actualité

LE MAGNETOSCOPE MITSUBISHI

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS

LE NOUVEAU METRIX OX 710 B



DERNIERE MINUTE : MULTIMETRE ANALOGIQUE MX111

42 gammes de mesures - 1600 V. CC/CA.
20.000 Ω V/CC - 6320 V/CA — Précision 2% CC - 3% CA
2 bornes d'entrée pour tous les calibres
galvanomètre à suspension antichoc,
Cadran panoramique. Miroir antiparallaxe.
Lecture directe et repérage des fonctions et échelles par couleurs.
DWELLMETRE AUTOMOBILE — CAPACIMETRE BALISTIQUE.
Sécurité conforme à la CEI 414.
Douilles de sécurité et pointes de touche
avec anneau de garde.
PROTECTION TOTALE CONTRE 220 V/CA.

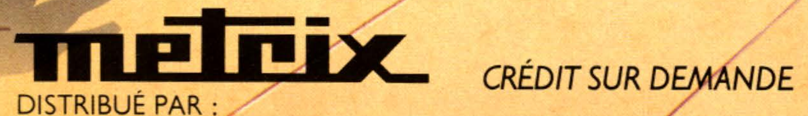
NOUVEAU METRIX 469F



Oscilloscope double trace 15 MHz

- Écran de 8 x 10 cm.
- Le tube cathodique possède un réglage de rotation de trace pour compenser l'influence du champ magnétique terrestre.
- Bande du continu à 15 MHz (– 3 db).
- Fonctionnement en XY.
- Inversion de la voie B (± YB).
- Fonction addition et soustraction (YA ± YB).
- Testeur incorporé pour le dépannage rapide et la vérification des composants (résistances, condensateurs, selfs, semiconducteur). Le testeur de composants présente les courbes courant/tension sur les axes à 90°.
- Le mode de sélection alterné choppé est commuté par le choix de la vitesse de la base de temps.

AVEC 2 SONDES



CRÉDIT SUR DEMANDE **3.190F** + port 48 F

DISTRIBUÉ PAR :

ACER COMPOSANTS
42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. : 770.28.31

MONTPARNASSE COMPOSANTS
3, rue du Maine 75014 PARIS
Tél. : 320.37.10

REUILLY COMPOSANTS
79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. : 372.70.17

SOMMAIRE

UN TELEPHONE GRAND PUBLIC CHEZ PHILIPS



C'est un téléphone électronique compact, agréé par les P.T.T.

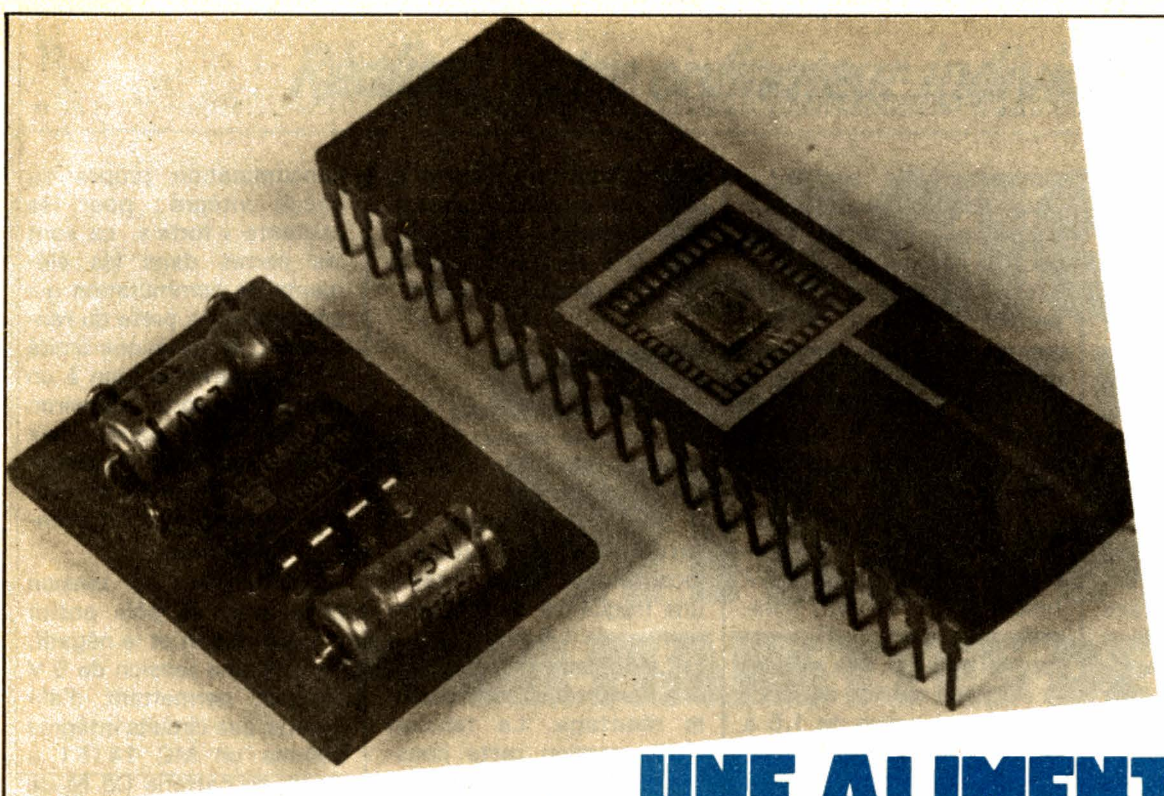
Il est fabriqué en France dans l'usine Philips de Flers, qui produira prochainement une gamme complète de postes téléphoniques.

Parce qu'il est agréé par les P.T.T., ce poste monobloc répond à des normes bien précises sur le plan des performances et de la sécurité.

Ses caractéristiques sont : tout électronique ; compatible avec tous les centraux (électromécaniques et électroniques) dispositif anti-foudre permettant de garantir la sécurité de l'utilisateur contre les chocs électriques de l'ordre de 5 000 V provoqués par exemple par la chute de la foudre sur la ligne ; dispositif anti-local évitant d'entendre dans le récepteur les bruits ambiants ; commutateur de prise de ligne avec diode LED de visualisation qui indique à tout moment si le poste est en service ou non ; clavier à numérotation décimale et touches antirebond : elles évitent la fausse numérotation ; clavier à mémoire pour le rappel du dernier numéro composé avec une capacité de 23 chiffres ; sonnerie à 2 tons ; cordon détachable ; support équipé d'une grille anti-effet Larsen.

S'utilise posé sur un meuble ou en position murale ; existe en 3 couleurs : blanc, ivoire, bordeaux ; disponible chez les revendeurs Philips, les spécialistes du téléphone, dans les grands magasins et les grandes surfaces.





UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE ULTRA SIMPLE

Si vous êtes un fidèle lecteur de notre revue, vous aurez peut-être remarqué un chargeur d'accu pour modèle réduit, permettant de charger des batteries de plus de 12 V à partir de la prise allume-cigares d'une voiture (paru il y a deux ans environ). Nous vous proposons ici un montage nettement moins puissant, plus particulièrement conçu pour fabriquer une tension négative lorsqu'on dispose d'une tension positive. Cette tension permettra par exemple d'alimenter certains circuits MOS demandant une tension négative, et aussi de disposer, à bord d'un appareil n'ayant qu'une tension positive de 5 V, d'une tension négative par exemple pour circuits analogiques, ce qui permettra de travailler avec un point de référence à la masse.

La figure 1 donne le schéma de principe du circuit intégré et du montage.

Celui-ci fonctionne de la façon suivante : son principe est celui de la pompe à diode ou pompe de charge. Nous avons l'équivalent de quatre interrupteurs commutés deux à deux. Dans la première phase, Φ 1, deux interrupteurs chargent le condensateur C_1 au potentiel de l'alimentation.

Dans la seconde phase, les interrupteurs Φ 2 se ferment, les autres étant alors ouverts, le pôle négatif de C_1 passe au-dessous de la tension de la masse et permet de disposer en sortie d'une tension négative filtrée par C_2. Ensuite, on va remplir le condensateur C_1 (comme on le ferait avec un seau) et on le vide à nouveau dans C_2. Nous avons bien ici une tension néga-

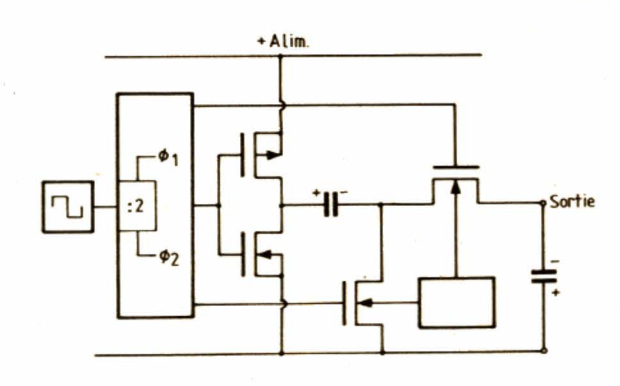


Fig. 1 a

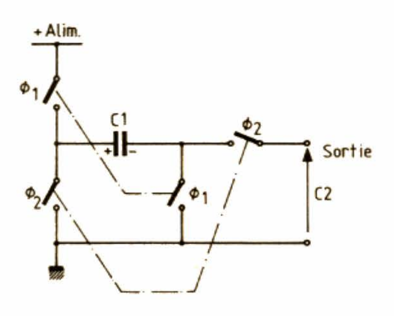


Fig. 1 b

Fig. 1. – Schéma de principe du circuit intégré et de son montage.

tive en sortie. Cette technique peut aussi être employée pour la génération d'une tension positive.

L'intérêt du circuit intégré ICL 7660, conçu par Intersil, est qu'il renferme quatre interrupteurs de « puissance », chacun ayant une faible résistance interne.

Traditionnellement, ce montage se concrétise en utilisant deux diodes en sortie, ces diodes présentent l'inconvénient de faire perdre chacune 0,6 à 0,8 V, d'où une perte de tension de sortie et, par suite, de rendement. Comme nous le verrons au chapitre des mesures, les pertes présentes ici sont très limitées : à vide, le rendement en tension atteint 99,9 %, autrement dit on retrouvera, en sortie et à vide, une tension pratiquement symétrique à celle d'alimentation.

Le schéma de principe du montage est représenté figure 2, on admirera sa simplicité. Difficile de concevoir plus simple !... Deux condensateurs et un circuit intégré : le rêve ! On peut ici ajouter un condensateur céramique, C_3, qui permet d'abaisser la fréquence de fonctionnement du montage et d'augmenter son rendement. Par contre, on devra prévoir un circuit de filtrage plus conséquent.

Le montage travaille avec une tension d'alimentation maximale de 6,5V tandis que la tension minimale sera de 3 V. En mettant la borne 6 à la masse, la plage de tension de fonctionnement passe de 1,5 à 3,5 V, cette borne élimine le régulateur interne.

Réalisation

Les figures 3 et 4 donnent le schéma du circuit imprimé et l'implantation des composants dont on devra respecter le sens de branchement. Le montage fonctionne dès la mise sous tension, s'il n'y a pas de court-circuit. La vérification se fait en branchant le montage et en mesurant la consommation qui, à vide, doit être de l'ordre de la centaine de microampères.

Mesures

Ces mesures vous permettront de savoir ce que vous pourrez tirer d'un tel circuit intégré.

Sans condensateur externe pour l'oscillateur local, nous avons mesuré une fréquence de fonctionnement de 4,5 kHz.

Le tableau donne diverses mesures effectuées sur le montage. La tension d'alimentation reste constante, elle est mesurée, pour l'entrée et la sortie, avec le même appareil numérique.

Ces mesures, où l'on essaie de mesurer le rendement, devraient être d'une meilleure précision. On ne constate toutefois pas d'anomalie dans la progression du rendement : aux faibles intensités, le rendement chute du fait de la consommation propre du circuit intégré ; pour les courants « forts », ce sont les pertes dans les éléments de commutation qui provoquent la perte du rendement. Nous avons limité notre expérimentation à un courant de sortie d'environ 18 mA, ce qui permet déjà d'alimenter quelques amplificateurs opérationnels, tout en conservant une tension exploitable.

En utilisant la tension prise entre le pôle positif d'alimentation et le négatif, on aura une tension de 9 V environ, permettant d'alimenter des circuits intégrés comme un MC 14151 à partir de batterie Cd Ni de 4,8 V.

Signalons enfin qu'une mesure de tension d'ondulation nous a donné une valeur de 240 mV crête à crête avec la résistance de charge de 220 Ω.

Rappelons l'importance minime de cette ondulation dans un montage à ampli opérationnel, à condition toutefois que le circuit de masse servant de référence pour les signaux analogiques soit correctement établi.

Fig. 2. – Schéma de principe du montage.

Fig. 3. – Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1.

Fig. 4. – Pose des composants.

Résistance de charge	U_1 V	I_1 mA	P_1 mW	U_2 V	I_2 mA	P_2 mW	Rendement %
10 kΩ	5,05	0,61	3,08	4,95			
4,7 kΩ	5,05	1,16	5,85	4,93			
2,2 kΩ	5,05	2,3	11,6	4,92	2,23	11,0	95
1 kΩ	5,05	4,9	24,7	4,76	4,76	22,6	91
470 Ω	5,05	9,9	50	4,47	9,5	42,5	85
220 Ω	5,05	17,5	88,4	4,00	18,2	72,7	82
∞	5,05	0,103	/	5,05	0	/	/

Conclusions

Ce circuit intégré, unique, offre une solution simple aux problèmes d'alimentation que l'on peut rencontrer lorsque des circuits numériques doivent cohabiter avec des analogiques, pratiques à exploiter avec une tension d'alimentation symétrique.

Liste des composants

C_1, C_2 : condensateurs chimiques 10 µF, 6 V.
CI_1 : circuit intégré ICL 7660 CPA.

Réalisez votre ordinateur individuel

LOGICIEL DE GESTION DE FICHES
INTERFACE POUR MANETTES DE JEUX

Chose promise, chose due, nous commençons cet article par la deuxième et dernière partie du logiciel de gestion de fiches GESTICHE.

La commande REPORT

Cette commande est utilisée pour faire des impressions de tout ou partie du contenu de votre boîte à fiches et vous permet de sélectionner quelles informations prélevées sur les fiches vont être imprimées et dans quel ordre.

Avant toute utilisation de REPORT, il vous faut créer un fichier de commande REPORT qui peut avoir n'importe quel nom mais qui doit impérativement se voir attibuer le suffixe REP. Le contenu de ce fichier, un peu à la manière du fichier dictionnaire pour GESFICHE, va en fait spécifier exactement ce que vous verrez sur le listing déclenché par REPORT.

L'appel de la commande REPORT se fait de la façon suivante :

– REPORT N. FICHIER1 M. FICHIER2 où FICHIER1 est le nom du fichier de suffixe. RMS dans lequel les fiches à imprimer doivent être recherchées et où FICHIER2 est le nom du fichier de suffixe .REP utilisé pour piloter la commande. N et M sont les numéros de lecteurs et peuvent être omis, auquel cas le lecteur de travail est automatiquement utilisé. Attention, le fichier .DIC doit être présent sur la même disquette que le fichier .RMS pour un fonctionnement correct de la commande.

La ligne d'appel de REPORT présentée ci-avant produit un listing sur la console du système ; il est évident que pour une sortie sur imprimante, il suffit de la faire précéder de P comme pour n'importe quelle commande du DOS ainsi que vous en avez l'habitude.

Nous allons maintenant examiner en détail le contenu du fichier .REP qui, tout comme le fichier .DIC vu dans notre précédent numéro, peut-être réalisé avec l'éditeur de texte du DOS. Ce fichier contient un certain nombre de commandes, décrites ci-après, chaque commande devant se terminer par un point virgule. Une commande peut s'étendre sur autant de lignes de spécification d'impression. Les commandes peuvent être placées dans n'importe quel ordre dans le fichier .REP sauf dans le cas de lignes ordonnant des impressions de textes, auquel cas les textes sont imprimés dans l'ordre de rencontre des lignes, ce qui est bien logique.

Les commandes utilisables dans le fichier .REP sont les suivantes :

– Commande L : elle s'utilise sous le forme Lx, y. Elle indique combien il y a de lignes d'impression sur une page au moyen de x et combien il y a de lignes réellement imprimées sur cette même page au moyen de y. y doit être inférieur ou égal à x. Si aucune commande L n'est donnée dans le fichier .REP, x est fixé à 66 et y à 60. Le fait de frapper une commande L1,1 annule cette fonction et supprime toute pagination, même celle prise par défaut ci-avant.

– Commande I : elle s'utilise sous la forme I NOM DE ZONE (MINI, MAXI) ou I NOM DE ZONE (VALEUR, VALEUR,...). Elle permet de sélectionner des fiches principales ou secondaires de la façon suivante : si la commande est utilisée sous sa première forme, toutes les fiches dont la zone sélectionnée contient une valeur comprise entre MINI et MAXI (égalité comprise) seront choisies et imprimées par la commande REPORT ; si la commande est utilisée sous sa deuxième forme, toutes les fiches dont la zone sélectionnée comprend une des valeurs citées seront choisies et imprimées par la commande REPORT. Pour un fonctionnement correct de cette commande, NOM DE ZONE doit être écrit exactement de la même façon qu'il est écrit dans le fichier .DIC. Les données, que ce soit MINI, MAXI ou les valeurs, doivent être de la même longueur et codées de la même façon que dans les fiches. N'oubliez pas que pour GESFICHE, un espace est un caractère. Les principes de comparaison entre ces données et celles contenues dans les fiches sont les mêmes que pour les valideurs vus le mois dernier et nous vous demandons de vous y reporter en cas de doute.

Attention, si du fait de la sélection faite par la commande I, vous excluez une fiche principale, il sera impossible d'avoir accès aux fiches secondaires qui lui sont associées.

– Commande E : elle s'utilise sous une forme identique à celle de la commande I vue ci-avant en remplaçant dans les deux exemples donnés I par E. Cette commande est exactement l'inverse de I, c'est-à-dire qu'elle élimine de l'impression toutes les fiches qui répondent aux critères écrits après E. Les principes de comparaison exposés ci-avant pour I sont valables pour E.

– Commande T : elle s'utilise sous la forme T texte à imprimer. Cette commande permet d'imprimer le texte spécifié (voir ci-après ses multiples formes possibles) en début de listing avec un certain nombre de sauts lignes préalables pour une présentation correcte de ce dernier. Si le texte à imprimer n'existe pas, la commande fait sauter une ligne (impression d'une ligne vide). Un fichier .REP peut contenir autant de commandes T que vous le souhaitez.

– Commande W : elle s'utilise sous la forme W texte à imprimer. Elle permet d'imprimer le texte spécifié (idem commande T ci-avant) sur la dernière page du listing produit par la commande REPORT. Cette impression a lieu sur la première page blanche suivant la dernière page du listing.

– Commande P : elle s'utilise sous la forme P texte à imprimer. Cette commande permet de faire imprimer le texte spécifié pour chaque fiche trouvée dans la boîte et répondant aux critères de sélection que vous avez défini pour qu'elle apparaisse sur le listing. C'est la commande la plus utilisée puisque c'est celle qui permet de faire imprimer les informations relatives aux fiches sélectionnées.

– Commande S : elle s'utilise sous la forme S texte à imprimer. Cette commande fonctionne comme P vue ci-avant mais pour chaque fiche secondaire sélectionnée.

– Commande H : elle s'utilise sous la forme H texte à imprimer. Cette commande permet d'imprimer le texte spécifié en début de page si la page précédente est pleine et qu'un saut page doit être généré. Son utilisation principale consiste, lorsque vous faites imprimer le listing sous forme de colonnes, avec un titre par colonne, à imprimer les titres en haut de chaque nouvelle page. Cette commande n'est pas exécutée suite à un saut page déclenché par une commande B. Dans ce cas, il faut utiliser P ou S pour faire imprimer ce que vous désirez en début de page.

– Commande G : elle s'utilise sous la forme G texte à imprimer. Cette commande permet d'imprimer le texte spécifié à la fin d'un groupe de fiches principales ou secondaires. Elle permet par exemple d'imprimer un résumé relatif aux fiches du groupe qui viennent d'être imprimées.

– Commande B : elle s'utilise de deux façons BP ou BS. Cette commande permet de déclencher un saut page pour chaque fiche principale sélectionnée (BP) ou pour chaque fiche secondaire (BS).

– Commande X : elle s'utilise sous la forme X NOM DE FICHIER. Cette commande est une des plus utiles du fichier .REP ; en effet, c'est elle qui permet de spécifier le fichier INDEX qui servira à piloter la commande REPORT. Ainsi que nous l'avons expliqué dans la première partie de ce mode d'emploi, le fichier INDEX contient une suite de mots clés qui correspondent chacun à une fiche. Toutes les fiches ainsi sélectionnées par le fichier INDEX seront imprimées grâce à la commande REPORT après passage éventuel au travers des critères de sélection supplémentaires introduits par les commandes I et E vues ci-avant. Les fiches sont imprimées par la commande REPORT après passage éventuel au travers des critères de sélection supplémentaires introduits par les commandes I et E vues ci-avant. Les fiches sont imprimées par la commande REPORT dans l'ordre ou elles sont trouvées dans le fichier INDEX. Si aucune commande X n'est spécifiée, toutes les fiches de la boîte choisie sont imprimées après passage au travers des critères de E et I éventuellement. L'ordre d'impression des fiches est alors quelconque du fait de la procédure de rangement sur le disque utilisée par GESFICHE.

Ces commandes étant vues, examinons les formes que peuvent revêtir les expressions que nous avons appelées texte à imprimer et qui apparaissent dans les commandes T, W, P, S, H et G vues ci-avant.

Les éléments pouvant apparaître dans le texte à imprimer sont les suivants :

– Un nom de zone de fiche auquel cas le contenu de la zone des fiches sélectionnées est imprimé.

– Un texte entre deux guillemets (comme dans un PRINT en Basic) auquel cas le texte est imprimé tel quel.

– Le symbole $D qui fait imprimer la date courante, c'est-à-dire celle que vous avez donnée lors du chargement du DOS précédent l'utilisation de GESFICHE.

– Le symbole $P qui fait imprimer le numéro de page du listing sous forme d'un nombre à quatre chiffres.

– Le symbole $T qui fait imprimer le nombre total de fiches sélectionnées sous la forme d'un nombre à cinq chiffres.

– Le symbole $G qui fait imprimer le nombre de groupes de fiches sélectionnées sous la forme d'un nombre à cinq chiffres. Ce nombre est égal au nombre de fiches principales sélectionnées puisque par définition un groupe de fiches est forcément associé à une et une seule fiche principale.

– Le symbole $S qui fait imprimer le nombre de fiches secondaires sélectionnées par groupe de fiches sous la forme d'un nombre à cinq chiffres.

– Un nom de zone suivi du symbole #N qui fait alors imprimer la somme arithmétique du contenu de la zone spécifiée de toutes les fiches sélectionnées. Cette zone doit être du type N (numérique) ou M (somme d'argent) pour que cette commande fonctionne. Le chiffre N qui suit le dièse spécifie le nombre de chiffres à utiliser pour cette impression. Généralement cette possibilité s'utilise avec une commande W pour imprimer des totaux en fin de listing (total des ventes, total des salaires, etc.).

– Un nom de zone suivi du symbole %N qui fonctionne de la même façon que ce que nous venons d'exposer mais avec une remise à zéro de la sommation à chaque fois qu'est demandée l'impression. Cela permet de faire des totaux partiels par groupes de fiches par exemple.

Pour ces deux dernières possibilités, seules les fiches sélectionnées par les conditions conjuguées : fichier INDEX, commande I et commande E sont exploitées pour les totalisations. Si le nombre N spécifié ci-avant pour imprimer les totaux demandés est trop petit, un message d'erreur est généré.

Enfin, derrière chaque élément susceptible d'être placé dans un texte à imprimer, le symbole (a commercial) peut être placé suivi par un nombre. Ce nombre indique le numéro de colonne ou devra commencer l'impression de ce qui précède le symbole a commercial. Les colonnes sont numérotées à partir de 1.

Quelques exemples d'utilisation de ces diverses possibilités sont donnés dans le fichier de démonstration contenu sur la disquette GESFICHE, fichier dont nous vous parlerons ci-après.

La commande INDEX

Ainsi que nous l'avons expliqué, un fichier INDEX peut être utilisé par la commande REPORT, si l'on a inclus la commande X dans le fichier .REP pour sélectionner les fiches à imprimer. Ce fichier INDEX peut recevoir n'importe quel nom mais doit impérativement se voir affecter l'extension .NDX. Il peut être créé de nombreuses façons différentes selon ce que vous souhaitez faire avec GESFICHE. En effet un fichier INDEX doit contenir un mot clé et un seul par ligne ; c'est donc un fichier texte. Les mots clés contenus dans le fichier INDEX sont alors comparés à tous les mots clés de votre boîte à fiches, ce qui fait sélectionner les fiches qui y correspondent.

Ce fichier INDEX étant un fichier texte, il peut être créé par l'éditeur de texte du DOS ; c'est alors vous qui donnez, à la main, les mots clés de votre choix. Il peut être créé automatiquement à partir d'un programme Basic qui place alors dans le fichier les mots clés qu'il a sélectionnés et triés à partir des critères de votre choix. Enfin, il peut être créé à partir de la commande INDEX contenue sur la disquette GESFICHE qui vous a été fournie, de la façon décrite ci-après.

Avant de voir comment fonctionne la commande INDEX, nous insistons bien sur le fait que si vous créez un fichier INDEX avec l'éditeur du DOS ou un programme Basic, votre fichier ne doit contenir qu'un mot clé et un seul par ligne. L'ordre dans lequel apparaîtront ces lignes de mots clés sera également l'ordre dans lequel apparaîtront les fiches sur le listing produit par

la commande REPORT. Ce sera aussi l'ordre d'accès au fiches suivi par GESFICHE dans le cas de l'utilisation d'un fichier INDEX avec GESFICHE (revoir si nécessaire la première partie de cette notice). La commande INDEX s'appelle de la façon suivante :

– INDEX FICHIER 1 FICHIER 2 ZONE où FICHIER 1 est le nom de votre boîte à fiches (votre fichier .RMS si vous préférez). Le numéro de disquette est facultatif et s'il n'est pas indiqué, la disquette de travail est choisie. Le fichier .DIC associé doit être présent sur la même disquette que .RMS. Le nom de fichier FICHIER 2 est le nom du fichier INDEX qui va être créé par la commande. Il sera automatiquement affecté du suffixe .NDX et sera placé sur la disquette spécifiée. Si aucun numéro de disquette n'est indiqué, il sera placé sur la disquette de travail. ZONE enfin est le nom de la zone des fiches qui sera utilisée pour classer les mots clés mis dans le fichier INDEX ainsi créé. Si la zone contient des données alphabétiques, celles-ci seront classées dans l'ordre alphabétique, si les données sont numériques, celles-ci seront classées par ordre numérique croissant. Le nom de zone spécifié n'est pas obligé de correspondre à une zone contenant un mot clé, c'est justement ce qui fait l'intérêt de la commande INDEX.

Pour pouvoir travailler, la commande INDEX peut être amenée à créer des fichiers temporaires. Ceux-ci reçoivent le nom générique TEMPFILE associé à un numéro. Ces fichiers sont créés sur la même disquette que celle devant contenir le fichier INDEX final. Sauf interruption pour une cause anormale, les fichiers TEMPFILE ne vous sont jamais visibles et sont automatiquement effacés en fin d'exécution de la commande INDEX. Attention toutefois à un phénomène qui peut se produire si votre disquette de travail est très chargée ; il se peut qu'INDEX n'ait pas assez de place pour créer le ou les fichiers TEMPFILE qui lui sont nécessaire, un message d'erreur est alors généré.

La commande GESCOPY

Cette commande permet de copier une boîte à fiches dans une autre. La copie peut avoir lieu de disquette à disquette mais également de fichier à fichier sur une même disquette. Présenté comme cela, cette commande fait double emploi avec la commande COPY du DOS qui, tant que vous ne souhaitez que faire des sauvegardes de vos boîtes à fiches, pourrait aussi être employée. GESCOPY offre, par contre, quelques possibilités supplémentaires mais auparavant abordons le cas de ceux d'entre vous qui n'ont qu'un seul lecteur.

Si vous êtes dans ce cas, la seule façon de sauvegarder vos boîtes à fiches (fichiers .RMS) est de les recopier avec COPYSD car GESCOPY n'est pas prévue pour fonctionner avec un seul lecteur. Cela signifie que les fonctions ci-après ne vous sont pas accessibles.

La commande GESCOPY permet de recopier une boîte à fiches source dans une boîte à fiches destination. La copie s'effectue fiche par fiche et peut donc avoir lieu dans une boîte à fiches destination vide ou déjà partiellement remplie car elle n'est pas destructrice. Les boîtes à fiches source et destination doivent toutes deux avoir été créées avec la commande GESNOU et être associées chacune à leurs fichiers .DIC respectifs. Si les deux dictionnaires sont identiques, la copie a lieu sans difficulté, les fiches de la source étant ajoutées aux fiches déjà présentes dans le fichier destination. Si les dictionnaires sont différents, les règles ci-après sont appliquées pour réaliser la copie :

– Si un même nom de zone existe dans les deux dictionnaires, le contenu de la zone correspondante de la source est copié dans la zone correspondante de la destination.

– Si, dans le cas précédent, les longueurs de zones diffèrent, le contenu de la source est tronqué (s'il est trop long) ou se voit ajouter des espaces (s'il est trop court) pour remplir correctement la zone destination.

– Si un nom de zone existe dans le dictionnaire source mais non dans le dictionnaire destination, le contenu de cette zone n'est pas copié.

– Si un nom de zone existe dans le dictionnaire destination mais non dans le dictionnaire source, le contenu de cette zone est laissé vide.

– La zone renfermant le mot clé du dictionnaire destination doit impérativement être présente dans le dictionnaire source.

– Enfin, si une fiche, repérée par son mot clé, se trouve être présente dans la source et dans la destination, la fiche contenue dans le fichier destination n'est pas modifiée, la fiche source correspondante n'est pas copiée et son nom est affiché sur l'écran pour que vous soyez informé.

Les possibilités particulières de GESCOPY exposées ci-avant permettent un certain nombre de fonctions bien utiles. Il est ainsi possible de changer la taille d'une boîte à fiches que vous auriez initialement prévue trop petite en procédant de la façon suivante :

– Utilisez GESNOU pour créer une nouvelle boîte à fiches de la taille désirée. Appelons la YYY.

– Copiez, avec la commande COPY du DOS, le fichier .DIC de la boîte initiale en YYY.DIC. Il devient ainsi le fichier .DIC de la nouvelle boîte à fiches.

Copiez, avec GESCOPY, la boîte à fiches initiale dans la boîte à fiches YYY qui est initialement vide puisqu'elle vient d'être créée.

Si vous le désirez, débaptisez YYY.RMS pour lui donner le nom de votre ancienne boîte à fiche en utilisant la commande RENAME du DOS.

Il est également possible, avec GESCOPY, de changer l'organisation du contenu des fiches déjà remplies et contenues elles-mêmes dans une boîte à fiches. Pour cela, il suffit de changer le dictionnaire relatif à cette boîte à fiches en procédant de la façon suivante :

Créez une nouvelle boîte à fiches, de la même taille que l'ancienne au moyen de la commande GESNOU. Nous appellerons l'ancienne boîte XXX et la nouvelle YYY.

Créez, comme expliqué dans notre précédent article, le fichier .DIC que vous voulez associer à YYY. Tenez compte des explications données ci-avant pour les copies lorsque les dictionnaires sont différents si vous voulez en profiter pour ajouter ou supprimer des zones sur les fiches.

Faites alors un GESCOPY XXX YYY qui aura pour effet de copier les fiches de la boîte XXX dans la boîte YYY en réarrangeant leur contenu conformément au nouveau dictionnaire que vous avez défini.

Vous pouvez alors changer le nom de la nouvelle boîte si vous le désirez, auquel cas n'oubliez pas de changer de la même façon le nom du dictionnaire qui lui correspond.

Enfin, il est possible de réunir deux boîtes à fiches pour n'en former plus qu'une. Si les boîtes à fiches XXX et YYY ont même dictionnaire, il suffit de faire :

– GESCOPY XXX YYY pour que YYY contienne ses fiches initiales et toutes celles de XXX. XXX n'est pas modifiée par cette commande.

Format des fichiers utilisés par GESFICHE

Arrivés presque au terme de ce mode d'emploi, il nous semble utile de vous donner quelques indications sur les formats des fichiers manipulés par GESFICHE et les commandes associées afin de vous permettre, si vous le désirez, de manipuler ces fichiers à partir d'autres programmes. Nous pensons en particulier à des programmes Basic qui peuvent ainsi lire des informations dans les fiches d'une boîte pour les exploiter. On peut imaginer par exemple un programme Basic lisant le contenu de fiches, classant celles-ci selon des critères qui vous sont propres et qui sont faciles à programmer puisque cela se fait en Basic ; ce même programme créant ensuite un

fichier INDEX que vous pouvez utiliser pour piloter la commande REPORT afin de faire un listing des fiches que vous avez ainsi sélectionnées. Cela peut sembler impressionnant de complexité mais le petit exemple donné ci-après va vous montrer qu'il n'en est rien ; c'est au contraire de la belle programmation très agréable.

GESFICHE utilise quatre types de fichiers qui sont tous de type texte ; ce sont les fichiers .RMS qui sont les boîtes à fiches, les fichiers .DIC qui sont les dictionnaires, les fichiers .REP qui contiennent les commandes exécutées par la commande REPORT et les fichiers .NDX qui sont les fichiers INDEX.

Les formats des fichiers .REP, .NDX et .DIC sont strictement conformes aux règles relatives aux fichiers texte, à savoir :

– Chaque ligne peut être de longueur quelconque,
– Une ligne ne doit contenir que des caractères ASCII imprimables.
– Chaque ligne est terminée par un retour chariot (code ASCII OD).
– Sur le disque, les lignes sont rangées les unes à la suite des autres dans le fichier, le caractère retour chariot de fin de ligne servant de séparateur entre deux lignes consécutives.

Les fichiers .RMS sont des fichiers texte et respectent ces règles mais vérifient, de plus, certaines caractéristiques particulières écrites ci-après :

– Toutes les fiches sont de même taille.

– La taille des fiches est telle qu'un secteur de la disquette contient un nombre entier de fiches.

– Lors de sa création, tous les emplacements qui vont recevoir des fiches sont créés et sont remplis avec des caractères de... remplissage.

– Le premier caractère de chaque fiche est un « flag » (drapeau) ayant une signification particulière.

– La première fiche d'un fichier .RMS ne contient pas de fiche, mais des informations importantes relatives au reste du fichier.

Le « flag » constitué par le premier caractère de chaque fiche peut prendre une des valeurs suivantes :

– U, auquel cas la fiche est vide et aucune donnée n'y a encore été stockée. Le U est d'ailleurs le caractère de remplissage écrit dans le fichier .RMS par la commande GESNOU.
– 1, auquel cas la fiche qui suit est une fiche principale.
– 2, auquel cas la fiche qui suit est une fiche secondaire.
– D, auquel cas la fiche qui suit est une fiche qui a été effacée. Son emplacement peut donc être utilisé pour stocker une nouvelle fiche.

La première fiche d'un fichier .RMS contient des informations vitales pour le bon fonctionnement de GESFICHE et vous ne devez en aucun cas modifier son contenu car vous courrez le risque de perdre totalement le contrôle de votre boîte à fiches. Il est, par contre, possible de lire certaines informations pour exploitation ultérieure.

Cette fiche particulière commence par un U qui est suivi par deux mots de 8 bits qui forment un mot de 16 bits indiquant le nombre de fiches de la boîte considérée. L'octet suivant indique la taille, en nombre d'octets, de chaque fiche. Les données suivantes ne vous sont d'aucune utilité et sont exploitées par GESFICHE.

Toutes les autres fiches contenues dans le fichier .RMS sont identiques à ce que vous avez défini au moyen du fichier .DIC, c'est-à-dire que les données de chaque zone se suivent avec, éventuellement, des caractères nuls pour que chaque donnée fasse exactement la taille attribuée à la zone dans laquelle elle est écrite. Ces caractères nuls ne sont pas placés après chaque donnée mais sont groupés en fin de fiche, après la dernière zone et avant le retour chariot qui termine la fiche.

Du fait de la technique de répartition des fiches sur la disquette, les fiches se trouvent dans un ordre qui vous apparaît comme étant pseudo-aléatoire et non dans leur ordre d'entrée ou selon un classement numérique ou alphabétique quelconque.

GESFICHE et le Basic

Comme expliqué ci-avant, il est possible d'accéder à la boîte à fiches au moyen d'un programme Basic pour classer des fiches (par exemple) et pour créer ensuite un fichier INDEX qui servira à piloter la commande REPORT. Voici quelques éléments de programmes écrits en Basic pour ce faire.

Le premier programme, visible figure 1, est plus un rappel qu'autre chose et vous montre comment créer votre fichier INDEX. Il crée un fichier index contenant deux mots clés : celui égal à A$ et celui égal à B$. Ces mots clés ayant été lus dans la boîte à fiches avec, par exemple, un programme qui ressemble à celui de la figure 2.

Dans ce programme, le fichier XYZ.RMS est ouvert en lecture (n'oubliez pas le OLD, sinon vous auriez des ennuis !) et les fiches sont lues comme des chaînes de caractères appelées X$. Le premier caractère de chaque chaîne est extrait au moyen du LEFT$, ce qui permet de savoir si la fiche correspondante est vide, principale, secondaire ou effacée. Vous pouvez ensuite traiter le contenu de chaque fiche selon vos propres critères, ce qui n'est pas représenté sur le listing de la figure 2. Tel qu'il est donné, ce programme se termine par une erreur (voulue) lorsqu'il atteint la fin du fichier XYZ.RMS.

Le fichier de démonstration

Le mode d'emploi de GESFICHE étant assez copieux et faisant appel à des notions inconnues de nombre d'entre vous, la disquette qui vous est fournie supporte des fichiers de démonstration baptisés STOCK. Vous trouverez donc un STOCK.RMS, son fichier dictionnaire associé STOCK.DIC et un fichier STOCK.REP pour piloter la commande REPORT.

Nous vous incitons à manipuler ces fichiers avec les diverses commandes de GESFICHE, à éditer STOCK.DIC et STOCK.REP pour en voir les effets, etc. C'est la meilleure façon de prendre en main GESFICHE et de lever les quelques incertitudes que ce mode d'emploi, que nous avons es-

```
10 OPEN NEW "ABCD.NDX" AS 4
20 PRINT #4,A$
30 PRINT #4,B$
40 CLOSE 4
```

Fig. 1. – Création d'un fichier INDEX à partir d'un programme Basic.

```
10 OPEN OLD "XYZ.RMS" AS 4
20 INPUT #4 , X$
30 C$ = LEFT$ ( X$ , 1 )
40 IF C$ = "U" THEN PRINT "FICHE VIDE "; X$
50 IF C$ = "1" THEN PRINT "FICHE PRINCIPALE "; X$
60 IF C$ = "2" THEN PRINT "FICHE SECONDAIRE "; X$
70 IF C$ = "D" THEN PRINT "FICHE EFFACEE "; X$
80 GOTO 20
```

Fig. 2. – Lecture des fiches d'une boîte à partir d'un programme Basic.

sayé de rendre aussi clair que possible (mais ce n'est pas facile), peut avoir laissé subsister. Comme pour tout logiciel, faites une copie de votre disquette origine et faites-vous la main sur cette copie et non sur l'original...

L'horloge temps réel

Le logiciel de cette horloge, tant attendu, doit maintenant être entre les mains de tous ceux d'entre vous qui ont fait l'acquisition d'un kit. Il est fourni avec sa documentation complète sur disquette et nous n'y consacrerons donc que quelques lignes pour vous rappeler que pour que l'horloge fonctionne, il faut fermer un strap de la carte horloge, comme indiqué figure 3, ainsi qu'un strap sur la carte IPT09, celui des lignes IRQ du PIA de l'horloge. Ce strap est indiqué figure 4 et est bien S17 comme indiqué dans la notice de l'horloge et sur la figure 5 de notre n° 1694. Malheureusement, une erreur de dessin a fait commencer les numéros inscrits sur la figure 3 de ce même n° 1694 à partir de S16 au lieu de S15, ce qui explique que certains d'entre vous aient eu des problèmes de fonctionnement. La figure 4 remet tout cela en ordre.

Précisons enfin que la commande de validation ou d'arrêt de l'horloge est un H majuscule suivi du caractère souligné ; ce caractère s'obtient par la touche DELT des claviers Alphaméric.

Des exemples d'utilisation de l'horloge à partir de programmes en Basic, Assembleur ou Pascal sont par ailleurs donnés sur la disquette de logiciel et nous n'y reviendrons donc pas.

Cette horloge et son logiciel n'ayant pas été conçus par nos soins, nous vous demandons d'adresser les questions s'y rapportant directement à FACIM qui les répercutera auprès des personnes concernées.

Réalisez des manettes de jeux

Comme promis, et grâce à notre ami C. Lemere qui a bien voulu nous faire part de ses travaux, nous vous proposons maintenant de réaliser des manettes de jeux ou paddles ou joysticks, selon l'appellation qui vous convient le mieux. La carte d'interface prévue pour ces manettes peut recevoir deux boîtiers de commande et, donc, deux joueurs. Chaque joueur dispose d'un manche style manche de radiocommande proportionnelle et d'un poussoir généralement baptisé de tir, vu les jeux guerriers auxquels l'informatique habitue nos chères petites têtes blondes...

Il existe deux façons de réaliser de telles manettes : celle adoptée sur la majorité des micro-ordinateurs de bas de gamme où le manche de commande agit sur un interrupteur pour chaque point cardinal, et celle où le manche de commande agit sur un potentiomètre par direction de déplacement qui est celle que nous avons choisie. Cette deuxième solution, plus complexe que la première, permet une très bonne proportionnalité de déplacement entre la position du manche et un mobile sur l'écran, alors que la solution à interrupteurs est du tout ou rien, nécessite un travail logiciel plus important et est d'un maniement moins agréable pour l'utilisateur.

Notre carte d'interface pour manettes de jeux est prévue pour être connectée sur un PIA de la carte IPT 09 ou de la carte IPU de l'ancien système à base de 6800. Un logiciel en langage machine est nécessaire pour la piloter et sera publié intégralement dans notre prochain numéro. Ce logiciel peut ensuite être appelé à partir du Basic ou à partir d'autres programmes en langage machine, les indications à ce sujet vous étant fournies avec le listing évoqué ci-avant.

La figure 5 vous présente le synoptique de l'ensemble. Nous y voyons tout d'abord les deux manettes composées chacunes de deux potentiomètres, un pour chaque direction, et d'un poussoir.

Le signal issu du poussoir entre, après mise en forme grossière, sur un bit de PIA pour exploitation directe par le logiciel.

Pour les potentiomètres, c'est un peu plus compliqué. Chaque potentiomètre délivre une tension variable entre 0 et une dizaine de volts, tension qui est appliquée à l'entrée d'un convertisseur tension/fréquence. La sortie de ce convertisseur arrive alors sur des compteurs TTL qui délivrent une valeur directement proportionnelle à la fréquence de sortie des convertisseurs et donc, si ceux-ci sont linéaires, à la position des potentiomètres.

Pour économiser un peu sur les composants et surtout pour pouvoir se contenter d'un PIA pour les deux manettes, toute cette circuiterie n'est pas reproduite en quatre exemplaires à raison d'une par potentiomètre. Seuls sont quadruplés les convertisseurs ; leurs sorties, qui sont des signaux rectangu-

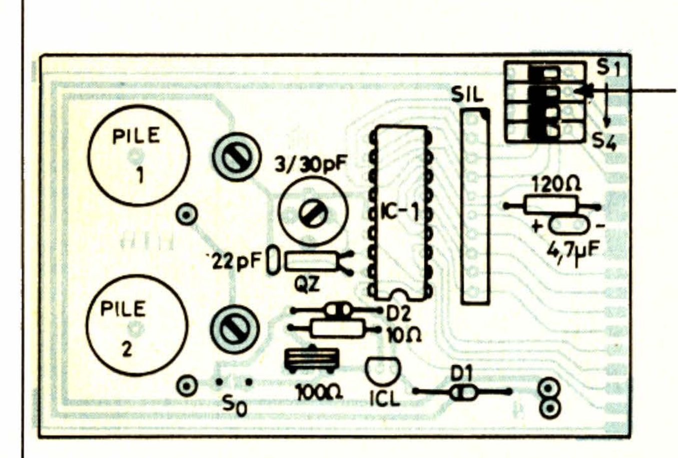


Fig. 3. – Strap à mettre en place sur le circuit de l'horloge.

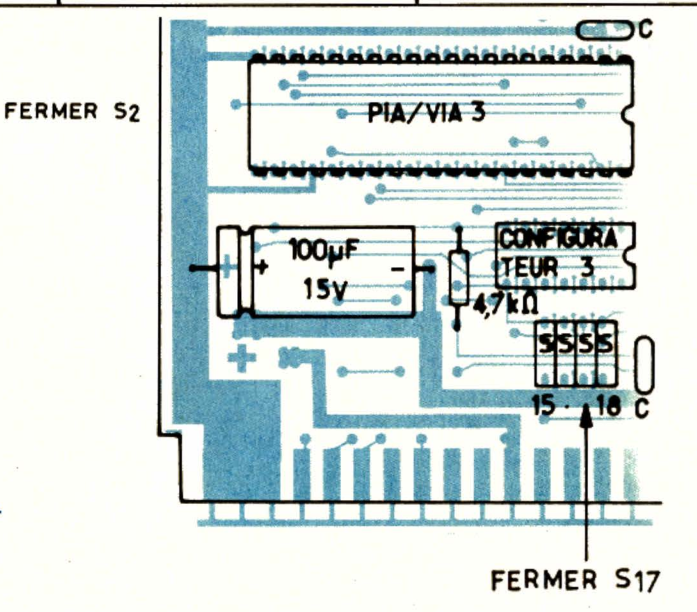


Fig. 4. – Strap à mettre en place sur IPT09 pour faire fonctionner l'horloge.

laires aux normes TTL, étant appliquées à un multiplexeur commandé par le PIA. La sortie de ce multiplexeur aboutit ensuite sur l'entrée des compteurs évoqués ci-avant, compteurs qui fournissent leurs données au PIA. A un instant donné, il n'y a donc qu'un potentiomètre qui peut être lu, ce qui est tout à fait satisfaisant vu la vitesse de passage de l'un à l'autre comparativement au temps de réaction humain. Cette façon de faire complique un peu le logiciel, mais présente l'avantage de limiter à un PIA le nombre de lignes nécessaires pour la carte.

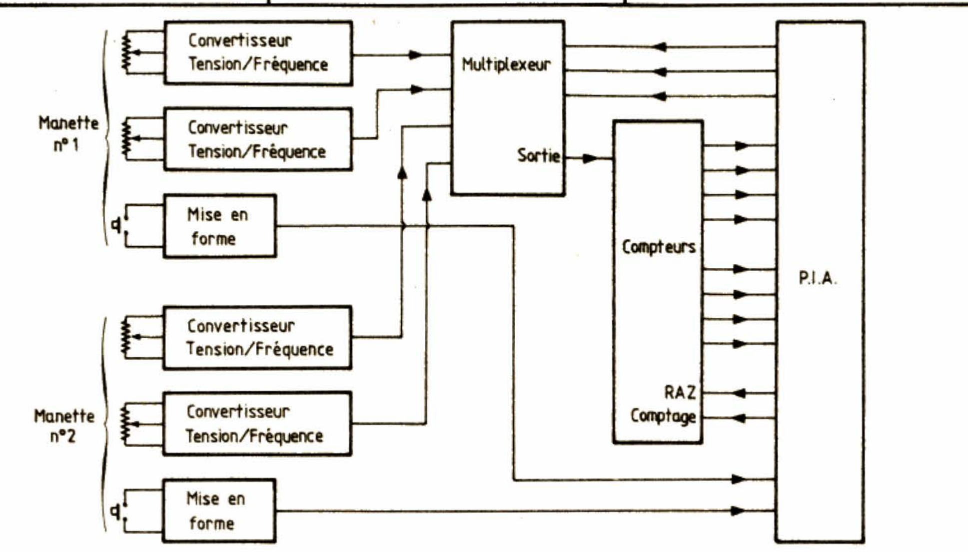


Fig. 5. – Synoptique de la carte d'interface pour manettes de jeux.

Le schéma

Sa simplicité est à l'image de celle du synoptique, comme vous pouvez le constater en examinant la figure 6.

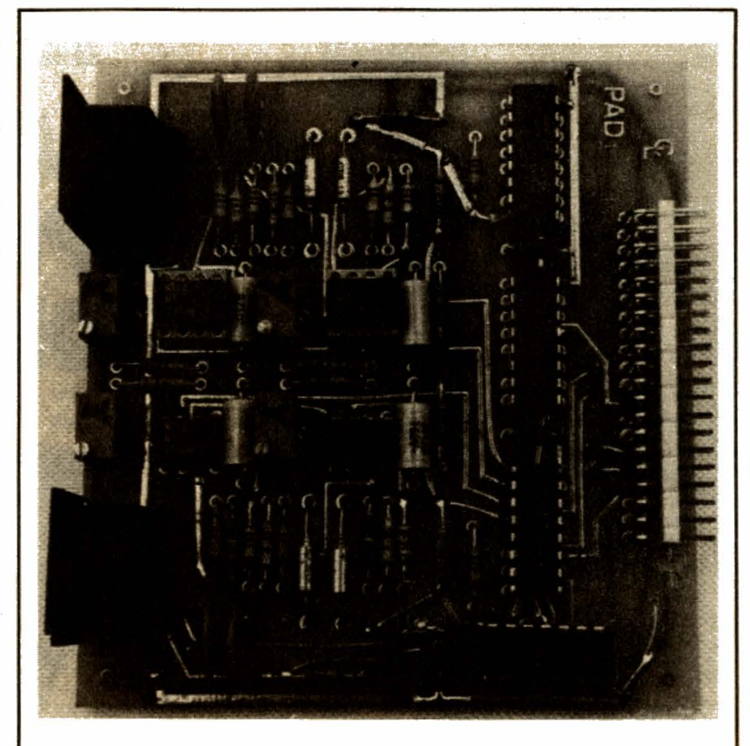
Les deux poussoirs BP1 et BP2 sont reliés à des entrées de porte NAND dont les sorties aboutissent directement sur le PIA. Comme cela ne constitue pas une circuiterie anti-rebondissement, celui-ci est réalisé par logiciel selon une pratique classique.

Les quatre potentiomètres sont câblés de façon identique et seul l'un d'entre eux est représenté. Ils reçoivent les appellations X et Y pour leurs deux directions de déplacement et 1 et 2 pour le numéro

Fig. 6. – Schéma de la carte d'interface pour manettes de jeux.

de la manette. La manette 1 sera donc constituée du poussoir BP1 et des potentiomètres X1 et Y1. Chaque potentiomètre est monté entre la masse et l'extrémité d'un ajustable relié au + 12 V qui permet de fixer la butée maximum en tension. Le curseur de chaque potentiomètre fournit une tension comprise entre 0 et 10 V à l'entrée du convertisseur tension/fréquence LM 331. Celui-ci est monté conformément à sa note d'application et délivre sur sa patte 3 un signal TTL de fréquence rigoureusement proportionnelle à sa tension d'entrée. Moyennant certaines précautions, on peut éventuellement utiliser ce circuit comme voltmètre digital à quatre canaux, nous y reviendrons. Le potentiomètre P1 permet de régler la relation entre la fréquence et la tension d'entrée et assure la calibration de chaque direction de manettes.

Les sorties des quatre LM 331 arrivent sur un 74LS251 qui n'en laisse passer qu'une sur sa sortie Z conformément au code envoyé sur ses entrées S0, S1 et S2. Cette sortie est appliquée à un fréquencemètre rudimentaire constitué de la porte NAND 00 et des deux compteurs 74LS193 qui suivent. Cette porte s'ouvre sous le contrôle du bit PA4 du PIA qui agit par ailleurs sur la remise à zéro des compteurs. Il peut ainsi maîtriser parfaitement le comptage de la fréquence de sortie des LM 331.



La carte d'interface pour les manettes de jeux.

Conclusion

La minceur de ce numéro estival nous incite à en rester là pour aujourd'hui. Nous vous présenterons dans notre prochain article la réalisation de cette carte interface pour manettes de jeux et publierons in extenso son logiciel d'exploitation pour que vous puissiez la mettre en œuvre immédiatement.

C. TAVERNIER

Bloc-notes

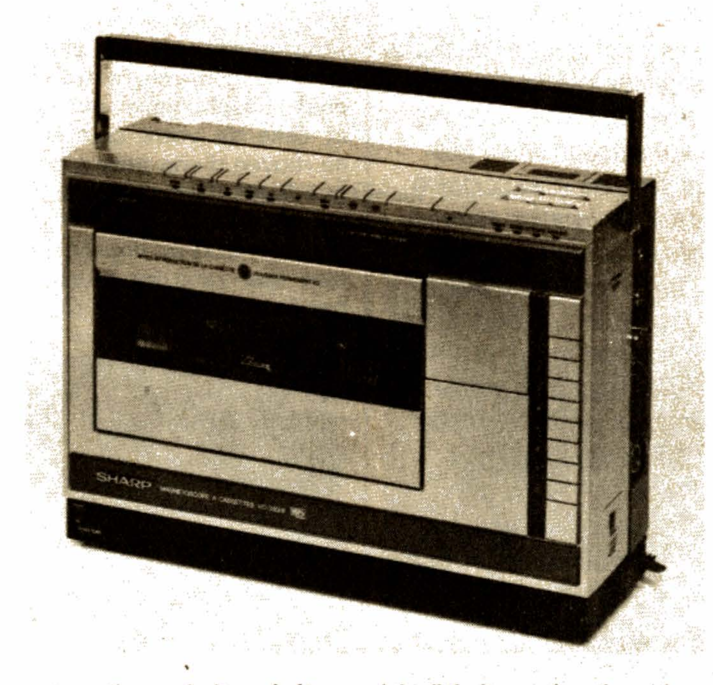
LE MAGNETOSCOPE PORTABLE SHARP VC 3300

Seul magnétoscope portable du marché équipé d'un tuner incorporé, le Sharp VC 3300 permet à la fois une utilisation en enregistrement extérieur se substituant au cinéma Super 8 et salon avec l'enregistrement d'émissions télévisées et lecture de vidéocassette. Il répond aussi à tous les besoins des vidéophiles et cinéastes amateurs, supprimant tout dispositif annexe, prêt à fonctionner à chaque instant.

Trois modes d'alimentation : secteur, batterie incorporée et batterie voiture, au moyen d'un cordon se branchant sur l'allume-cigares, renforcent son autonomie.

Avec sept jours de programmation, recherche accélérée, arrêt sur image, réembobinage automatique, huit présélections, ce magnétoscope portable n'a pas à rougir de ses performances. On peut même lui adjoindre, en fonction salon, une télécommande...

Le Sharp VC 3300, un authentique « tout en un ».



BIBLIOGRAPHIE

DETECTEURS DE TRESORS par P. GUEULLE (2e édition)

Les techniques modernes faisant appel à l'électronique mettent depuis peu à la portée des amateurs les moyens de se lancer avec succès à la recherche des objets les plus divers qui pullulent à quelques centimètres sous terre ou le long des rivages maritimes et fluviaux.

Principaux sujets abordés :
Détecteurs de métaux du commerce ou à construire soi-même.
Systèmes d'identification des métaux ferreux et non ferreux.
Détecteurs à effet Hall.
Recherches par mesure de la résistivité du sol.
Montages pratiques.
Sondeurs sous-marins à construire soi-même.
Exploration des cavités souterraines par ultrasons.

Editeur ETSF (collection Technique Poche n° 34).



REALISEZ UN TRANSFERT TELEPHONIQUE AUTOMATIQUE

Donner un nom à la réalisation que nous vous proposons ci-après n'était pas facile, et celui que nous avons trouvé ne reflète pas complètement les possibilités de notre montage ; en effet, celui-ci peut remplir plusieurs fonctions.

Comme vous le savez certainement, il est possible de disposer chez soi gratuitement de deux prises téléphoniques (et plus moyennant paiement d'une taxe) et, si vous acceptez une très légère augmentation de votre abonnement téléphonique, vous pouvez également disposer d'un combiné par prise. Malheureusement, une telle installation se contente de brancher les combinés en parallèle, ce qui fait que, lorsque l'on veut passer de l'un à l'autre pour une raison quelconque, il faut laisser le premier combiné décroché, aller décrocher le second, revenir raccrocher le premier et, enfin, se rendre à nouveau auprès du deuxième combiné pour continuer la conversation. C'est une procédure lourde et peu pratique pour peu que les appareils soient un peu distants, ce qui est généralement le cas lorsqu'on éprouve le besoin d'en disposer de deux.

Pour moins de 50 F et sans nécessiter d'alimentation, notre montage permet de simplifier à l'extrême ces opérations de transfert, comme nous l'allons voir, mais ses possibilités ne s'arrêtent pas là ; en effet, il est utilisable même si vous n'avez qu'un téléphone pour mettre en attente un correspondant pendant que vous recherchez quelque chose par exemple. Voyons cela d'un peu plus près.

Présentation

Notre montage peut être raccordé à toute installation téléphonique existante sans modification de celle-ci. Il se connecte entre la prise téléphonique murale et celle de votre combiné au moyen d'une prise gigogne (voir photos). Sur son boîtier, vous disposez d'un poussoir et d'un voyant et, tant que vous ne touchez pas à ce dernier, il est totalement passif vis-à-vis de votre installation téléphonique qui continue à fonctionner comme par le passé.

Supposons qu'un correspondant vous appelle et vous demande un renseignement nécessitant une recherche dans vos papiers, plutôt que de lui dire le classique « ne quittez pas » et de poser le combiné sur une table, lui laissant ainsi entendre tout ce qui se passe chez vous, il vous suffit d'appuyer sur le bouton de notre montage et de raccrocher. Vous pouvez alors relâcher le bouton et constater que le voyant est allumé, vous rappelant que quelqu'un est en attente. Cette situation peut se prolonger le temps que vous voulez et dès que vous allez décrocher, vous aller retrouver votre correspondant et le montage va s'arrêter de lui-même, ce qui sera matérialisé par l'extinction du voyant.

Si votre correspondant s'est impatienté et a raccroché, vous ne courez aucun risque, notre montage sait détecter cela, et il libère alors votre ligne téléphonique et éteint son voyant, signalant ainsi que plus personne n'attend.

Si vous disposez de deux téléphones et que vous souhaitiez transférer une communication de l'un sur l'autre, le principe est le même. Lorsque votre cor-

respondant a appelé sur le poste n° 1, il vous suffit d'appuyer sur le bouton du montage et de raccrocher le poste n° 1, ce qui fait allumer le témoin dont il est muni ; vous pouvez alors vous diriger vers le poste n° 2 en mettant le temps que vous voulez et, lorsque vous décrocherez celui-ci, vous retrouverez votre correspondant et le montage s'arrêtera tout seul. Comme dans le cas précédent, si votre correspondant s'impatiente et raccroche, le montage libère votre ligne et éteint son voyant.

Pour en finir avec cette présentation, précisons que bien que dans les exemples précédents nous ayons supposé que vous étiez appelé, le montage fonctionne aussi bien si c'est vous qui êtes l'auteur initial de l'appel. Précisons aussi que pendant la phase d'attente, c'est-à-dire celle pendant laquelle le téléphone est raccroché, votre correspondant n'entend rien : ni tonalité, ni ce qui se passe chez vous ; il a droit à un peu de silence.

Pour une utilisation plus « professionnelle » de ce montage, nous vous proposerons dans un prochain numéro du Haut-Parleur une version « attente musicale » analogue à celle dont disposent la majorité des grandes entreprises actuellement.

Le schéma

Après avoir lu toutes les possibilités du montage, vous vous attendez peut-être à un schéma complexe ; eh bien, il n'en est rien comme le confirme la figure qui démontre, encore une fois, l'efficacité de ces composants méconnus et sous-employés que sont les thyristors. En effet, toutes les fonctions décrites ci-avant sont assurées avec deux résistances, une diode électroluminescente (LED), une diode, un poussoir et un thyristor.

Ce montage se connecte tout simplement en parallèle sur votre ligne téléphonique et fonctionne de la façon suivante :

– Lorsque votre ligne est au repos, c'est-à-dire lorsque votre ou vos combinés sont raccrochés, il y a 48 V entre L_1 et L_2 (les deux fils de ligne) avec le positif sur L_2. Du fait du sens du thyristor, le montage est bloqué et se comporte comme une résistance très élevée, ne perturbant pas l'installation.

– Lorsque vous décrochez, en réponse à un appel, les polarités s'inversent et la tension tombe aux environs de 12 V (la valeur exacte dépend de la consommation de ce qui se trouve connecté sur la ligne).

– Si vous voulez pouvoir raccrocher votre combiné sans couper la liaison téléphonique, il vous faut simuler la consommation d'un poste téléphonique vis-à-vis du central. Pour ce faire, il suffit d'appuyer sur le poussoir, ce qui amorce le thyristor et fait alors consommer du courant au montage. Cette surconsommation fait tomber la

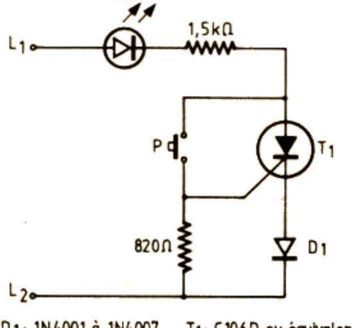


Fig. 1. – Circuit de transfert automatique entre deux téléphones.

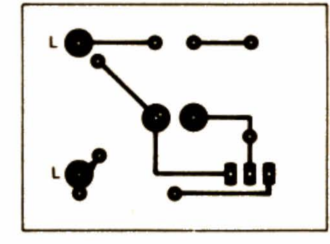


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

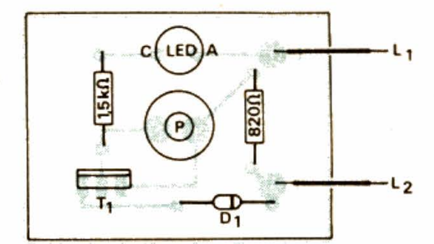


Fig. 3. – Implantation des composants.

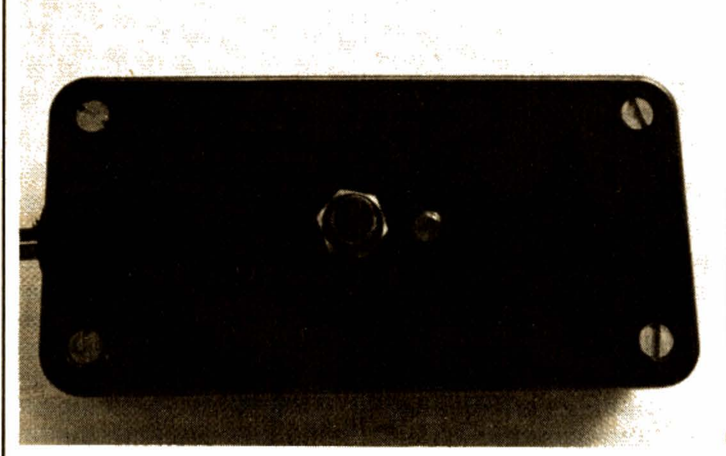


Photo A. – Un petit boîtier en plastique convient très bien au montage.

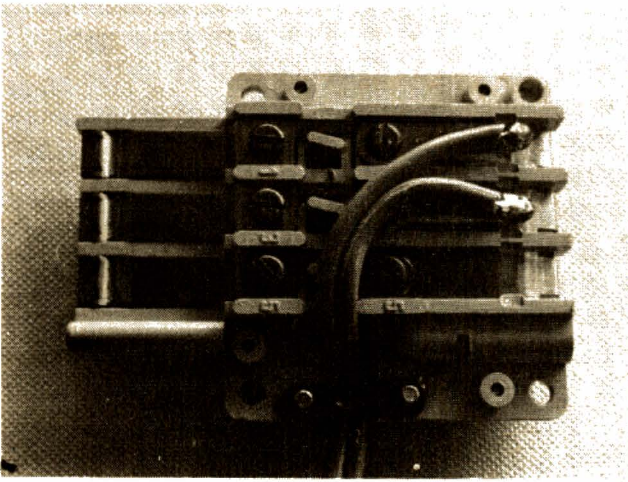


Photo B. – Câblage de la prise gigogne.

tension de ligne tant que votre téléphone n'est pas raccroché, ce qui empêche le thyristor de rester amorcé, c'est pour cela qu'il faut maintenir le poussoir appuyé tant que le téléphone n'est pas raccroché. Une fois que c'est fait, la tension de ligne remonte à 15 ou 20 V et le thyristor reste amorcé même après relâchement du poussoir. A ce moment là, votre correspondant est en attente et la situation peut se prolonger indéfiniment.

– Lorsque vous décrochez à nouveau le téléphone, la tension de ligne tombe à 5 ou 6 V du fait de la mise en parallèle du téléphone sur le montage et le thyristor se désamorce, entraînant l'arrêt du montage.

– Si votre correspondant, fatigué d'attendre, raccroche, le central téléphonique inverse les polarités de la ligne pour revenir à l'état de repos décrit ci-avant. Cela désamorce aussitôt le thyristor et arrête automatiquement le montage.

Dernière précision : la fonction de témoin d'attente est assurée par la LED, qui est illuminée chaque fois que le thyristor conduit, c'est-à-dire chaque fois que quelqu'un est en attente.

Réalisation

Bien que cela n'ait rien d'obligatoire, vu la simplicité du schéma, nous avons fait un circuit imprimé dont le tracé est présenté figure 2. Il reçoit directement le poussoir et la LED, qui servent de ce fait à maintenir le circuit derrière la face avant du boîtier dans lequel il est monté.

Les composants ne sont pas critiques ; la LED est de n'importe quel type, avec une préférence pour les vertes et les jaunes qui admettent des courants plus importants que les rouges. Le thyristor peut être n'importe quel modèle capable de tenir au moins 200 V et 0,5 A. Nous avons utilisé un C 106 D très répandu, mais cela n'a rien d'impératif. Evitez tout de même d'en prendre un trop gros, dont le courant de maintien risquerait d'être trop important, ce qui rendrait le montage inutilisable (le thyristor ne resterait pas amorcé, même après avoir raccroché le téléphone). Ce thyristor n'a, évidemment, pas besoin de radiateur.

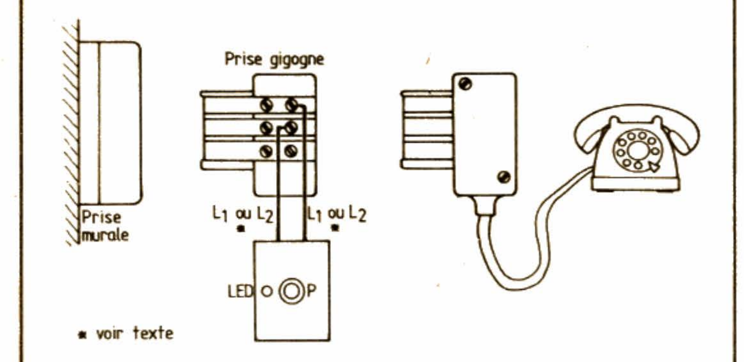


Fig. 4. – Mise en place du montage sur l'installation téléphonique.

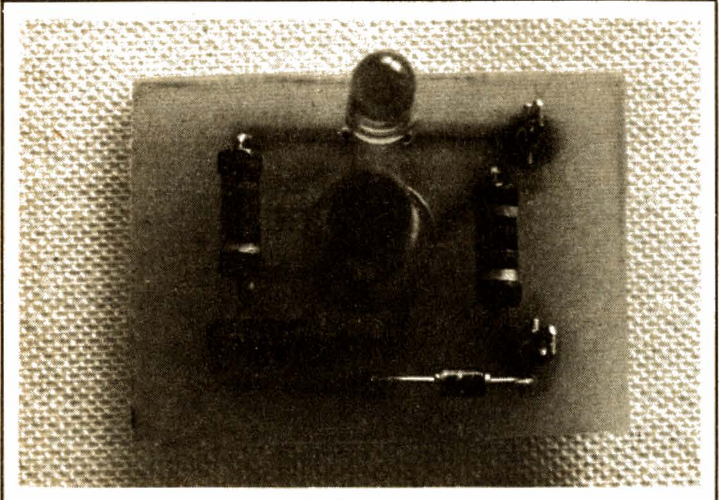


Photo C. – Un circuit imprimé très simple.

Mise en service et utilisation

Le raccordement au réseau téléphonique fait appel à une prise gigogne, comme représenté figure 4. Tous les cavaliers de court-circuit de cette prise seront mis en place et les deux fils L_1 et L_2 connectés aux points indiqués sur cette même figure. Il faut cependant déterminer au préalable la polarité de votre ligne. Pour ce faire, téléphone raccroché et ne sonnant pas, mesurez au contrôleur universel (gamme 50 V ou plus) la tension entre les deux points de connexion du montage et raccrochez L_1 au point négatif et L_2 au point positif.

Vous pouvez alors faire un essai du système avec un correspondant connu, qui pourra vous affirmer que tout se passe bien.

Théoriquement, si le câblage de vos prises téléphoniques est bien fait, vous n'avez à faire la détermination de polarité qu'une fois, et le montage peut ensuite être branché n'importe où. Si tel n'est pas le cas, cela signifie que vous avez une prise branchée à l'envers. De toute façon, en cas d'erreur de polarité, le montage ne risque rien, il ne fonctionne pas, c'est tout.

Vu la simplicité du schéma, il n'est pas protégé contre une fausse manœuvre qui consiste à appuyer sur le poussoir lorsque le téléphone sonne. Vu la stupidité d'une telle action, nous n'avons pas jugé utile de compliquer le schéma pour s'en prémunir. Si cela vous arrivait toutefois, sachez que ce serait la LED qui ferait les frais de l'opération.

Nous terminerons par une dernière remarque qui a son importance : bien qu'il soit très compact et que ce soit très tentant, il est interdit d'intégrer ce montage dans un récepteur téléphonique mis à votre disposition par les PTT. Ces appareils sont la propriété de l'administration et il est interdit de les démonter et, à plus forte raison, de les modifier.

Conclusion

Ce montage prouve, s'il en était besoin, qu'un composant bien utilisé, ici un thyristor, peut remplir de très nombreuses fonctions avec un minimum de circuiterie annexe.

L'intérêt de ce montage est certain et, lorsqu'on a pris l'habitude de l'utiliser, on se met à regretter qu'il ne soit pas intégré d'origine dans tout téléphone qui se respecte.

C. TAVERNIER

ABC de la micro-informatique

Dans nos précédents numéros, nous nous sommes attachés à vous présenter les diverses fonctions logiques indispensables en micro-informatique, sans faire référence à une quelconque technologie de fabrication de circuits intégrés. Pour agréable qu'elle soit, cette façon de présenter les choses ne peut malheureusement se poursuivre indéfiniment, et il faut bien, tôt ou tard, parler des différentes familles logiques car, arrivé au stade où nous sommes maintenant, nous devons vous présenter des circuits qui sont directement liés à une technologie.
En ce qui concerne les circuits logiques utilisés en micro-informatique, deux familles se partagent le marché : la famille TTL et la famille C-MOS. D'autres familles logiques existent, mais soit elles ont quasiment disparu du marché en raison de leur ancienneté (c'est le cas de la DTL par exemple), soit elles sont spécifiques à certaines applications, telle la famille de circuits ECL, ultra-rapide mais d'une mise en œuvre délicate. Nous allons donc vous présenter les caractéristiques générales, les avantages et les inconvénients des circuits TTL et C-MOS et nous terminerons cet article par quelque chose qui peut ressembler à un jugement de Salomon, avec les tout nouveaux circuits HC-MOS qui tentent de réunir les avantages des TTL et des C-MOS sans en avoir les inconvénients, bien sûr.

Les circuits logiques TTL

Tout d'abord, il faut avoir présent à l'esprit que la logique TTL représente à peu près 70 % de l'ensemble des circuits logiques existants et que, en raison de sa relative ancienneté, elle est devenue un standard, puisque l'on rencontre dans toutes les fiches techniques la notion de circuits compatibles TTL ou d'entrées/sorties compatibles TTL. Il est donc utile de savoir ce que sont ces « normes » TTL auxquelles tout le monde fait référence.

Les « normes » TTL sont directement issues des caractéristiques générales de la famille TTL, Caractéristiques que nous allons étudier ci-après. Tout d'abord, un circuit TTL s'alimente sous une tension unique de 5 V, tension positive par rapport à la masse. Cette tension doit impérativement être comprise entre 4,7 V et 5,25 V ; au-delà de ces limites, le fonctionnement des circuits n'est plus garanti. En tout état de cause, il ne faut en aucun cas que la tension d'alimentation dépasse 7 V ou devienne inférieure à – 0,5 V par rapport à la masse, sinon il y a destruction immédiate du circuit. La tension d'entrée d'un circuit TTL doit être comprise entre 0 et la tension d'alimentation et, de même que cette dernière, ne doit pas descendre en dessous de –0,5 V par rapport à la masse. Nous verrons que cette contrainte qui a l'air facile à respecter complique pourtant les interfaces entre les circuits analogiques et TTL, et conduit parfois à des destructions « inexplicables ».

La seconde propriété fondamentale de la logique TTL est la définition des niveaux logiques d'entrées et de sorties ; en d'autres termes, c'est la définition de la fourchette de tensions qui sera comprise par le circuit comme étant un « 1 » logique et celle qui sera comprise comme étant un « 0 » logique.

Afin de pouvoir aisément relier les circuits les uns à la suite des autres, il est nécessaire que la fourchette de tension d'entrée relative à un niveau logique soit plus large que la fourchette de tensions de sortie relative à ce même niveau ; ce qui explique qu'il faille définir quatre fourchettes principales. Nous dirons donc que (et cela fait partie des « normes » TTL) :

– Un « 1 » logique est représenté en sortie d'un circuit TTL par une tension supérieure à 2,4 V.
– Un « 0 » logique est représenté en sortie d'un circuit TTL par une tension inférieure à 0,4 V.
– Un « 1 » logique en entrée d'un circuit TTL est toute tension supérieure à 2 V.
– Un « 0 » logique en entrée d'un circuit TTL est toute tension inférieure à 0,8 V.

Nous voyons donc que les caractéristiques de sortie sont plus draconiennes que celles d'entrée, ce qui assure une totale compatibilité entre les circuits puisque, par exemple, la plus mauvaise sortie TTL à 1 fournira au moins 2,4 V et qu'il suffit de 2 V pour que l'entrée qui suit considère ce niveau comme étant à un.

Ces fourchettes de tensions sont respectées par tous les circuits dits compatibles TTL.

Un autre paramètre important relatif aux entrées et sorties des circuits est le courant absorbé par une entrée ou le courant que peut fournir une sortie ;

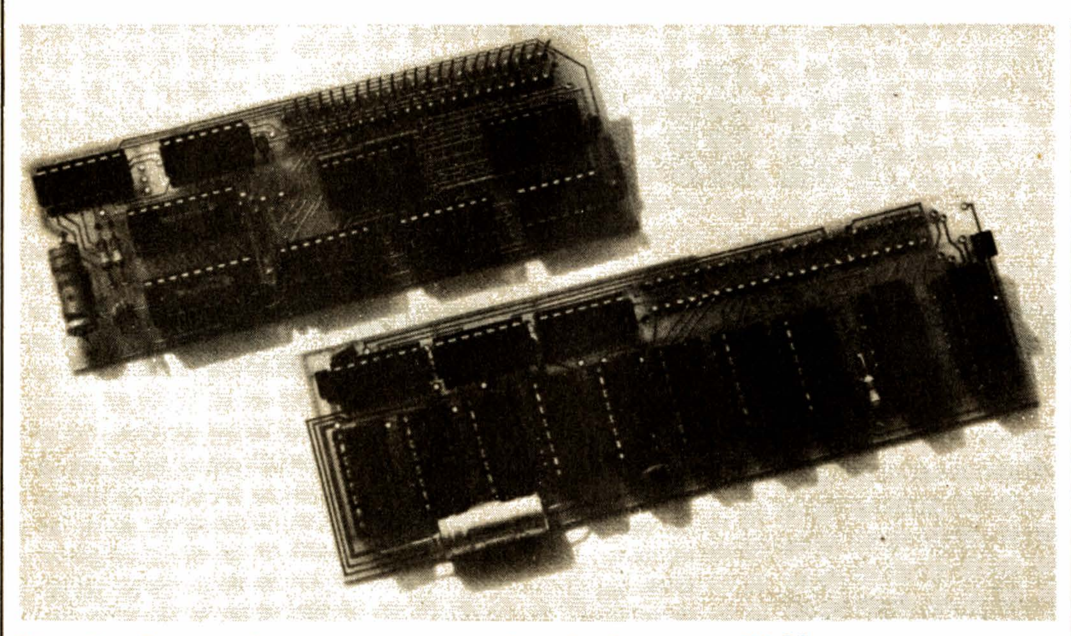


Photo 1. – Que ce soit sur ces cartes extension mémoire pour un ZX-81...

cela limite le nombre d'entrées que l'on peut raccorder sur une sortie donnée. En effet, les fourchettes de tensions indiquées ci-avant ne sont valables que si l'on ne fait pas débiter à la sortie concernée plus que le courant maximal pour lequel elle a été prévue. Compte tenu de la structure de l'étage d'entrée des circuits TTL, le courant consommé par une entrée est différent selon que l'on applique à celle-ci un état logique haut ou bas. Une porte TTL standard consomme 1,6 mA par entrée si celle-ci est à l'état bas et seulement 40 μA si elle est à l'état haut. Comme ces paramètres ne sont pas pratiques à manipuler, et vu la « normalisation » TTL, un nouveau terme a été défini : le *fan in* en américain ou l'entrance (ce n'est pas très joli) en français.

Par définition, un circuit a une entrance (ou *fan in*) de 1 lorsqu'il consomme 1,6 mA si l'entrée est à l'état bas et 40 μA à l'état haut.

Les portes TTL standard ont toutes une entrance de 1 ; par contre, de nombreux circuits complexes ont des entrées présentant des entrances plus élevées, compte tenu de leur conception interne. Ainsi, le circuit représenté figure 1 aurait une entrance de 4 puisque une entrée vue de l'extérieur correspond en réalité à quatre entrées de porte standard.

Le terme entrance ayant fait disparaître les valeurs réelles des courants du langage, il a fallu introduire un terme similaire pour les sorties des circuits afin de savoir, sans calcul, combien l'on pouvait raccorder d'entrées de circuits dont on connait les entrances sur une sortie donnée. Le terme « fan out » ou sortance (c'est logique) a donc vu le jour ; il définit directement le « nombre d'entrances » que l'on peut connecter sur la sortie considérée ; ainsi un circuit ayant une sortance de 10 pourra être suivi de 10 circuits ayant une entrance de 1, ou de 5 circuits ayant une entrance de 2, ou de toute combinaison d'entrances telle que le total des entrances mises en jeu ne dépasse pas 10.

Ces deux notions qui déroutent un peu au début sont très commodes d'emploi puisqu'elles réduisent les calculs de courant à de simples additions de chiffres généralement inférieurs à 10.

Les autres caractéristiques des circuits TTL pour importantes qu'elles soient sont beaucoup moins fondamentales et n'entrent pas dans ce que l'on a coutume d'appeler les normes TTL ; ces dernières peuvent donc être résumées par le tableau de la figure 2.

Les sorties des circuits TTL

Les circuits TTL sont relativement rapides puisque la famille TTL normale peut travailler sans problème à des fréquences de l'ordre de 25 MHz. Cette rapidité est due en partie à l'étage de sortie des portes TTL, dont le schéma simplifié est présenté figure 3. Les amateurs de BF y reconnaîtront un circuit push pull ; pour nous, l'essentiel est de savoir que ces deux transistors sont toujours dans un état complémentaire : si

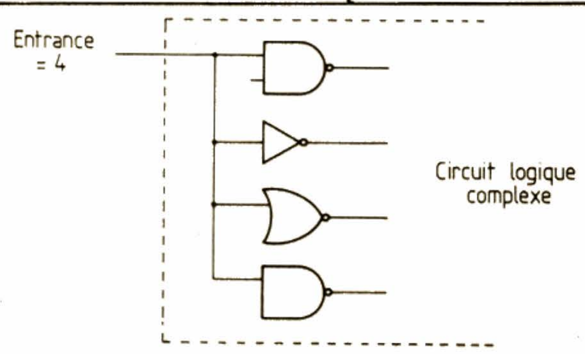


Fig. 1. – Exemple d'entrée de C.I. logique ayant une entrance de quatre.

PARAMETRE	MINI	TYP.	MAXI	UNITE
Alimentation	4,75	5,0	5,25	V
1 logique en sortie	2,4		5,25	V
0 logique en sortie	0		0,4	V
1 logique en entrée	2,0		5,25	V
0 logique en entrée	0		0,8	V
Courant d'entrée à 0			1,6	mA
Courant d'entrée à 1			40	μA

Fig. 2. – Les principaux paramètres qui composent les normes TTL.

celui du haut est bloqué, celui du bas est saturé et la sortie est à zéro ; si celui du bas est bloqué, celui du haut est saturé et la sortie est à un. Il est évident que si les deux transistors conduisent simultanément, ils court-circuitent l'alimentation, ce qui conduit à leur destruction quasi immédiate. Ces sorties s'appellent des sorties TOTEM POLE et équipent l'immense majorité des circuits ; malheureusement elles présentent un défaut très gênant en micro-informatique : il est impossible de relier deux sorties entre elles, en effet, si l'on regarde la figure 4 qui montre une telle liaison, on constate que, si les sorties sont dans un état contraire, on réalise un court-circuit de l'alimentation au moyen d'un transistor de chaque porte ce qui conduit, si vous avez de la chance, à la destruction des deux portes !

Pour pallier cet inconvénient, certains circuits TTL disposent d'une sortie dite à collecteur ouvert. Elle prend alors l'aspect indiqué figure 5 et l'on constate que l'on peut relier ainsi autant de sorties que l'on veut sur une seule résistance de charge commune, réalisant ainsi la fonction improprement appelée OU CABLE alors qu'en logique positive (la seule que nous utilisons) il s'agit d'un ET, comme vous pouvez le vérifier (il faut que toutes les sorties soient à un pour que la sortie globale soit aussi à un).

Pourquoi alors s'être embêté à faire des sorties TOTEM POLE si le collecteur ouvert était si pratique ? Parce que toute médaille a son revers et que celui des sorties à collecteur ouvert est particulièrement pénalisant. Considé-

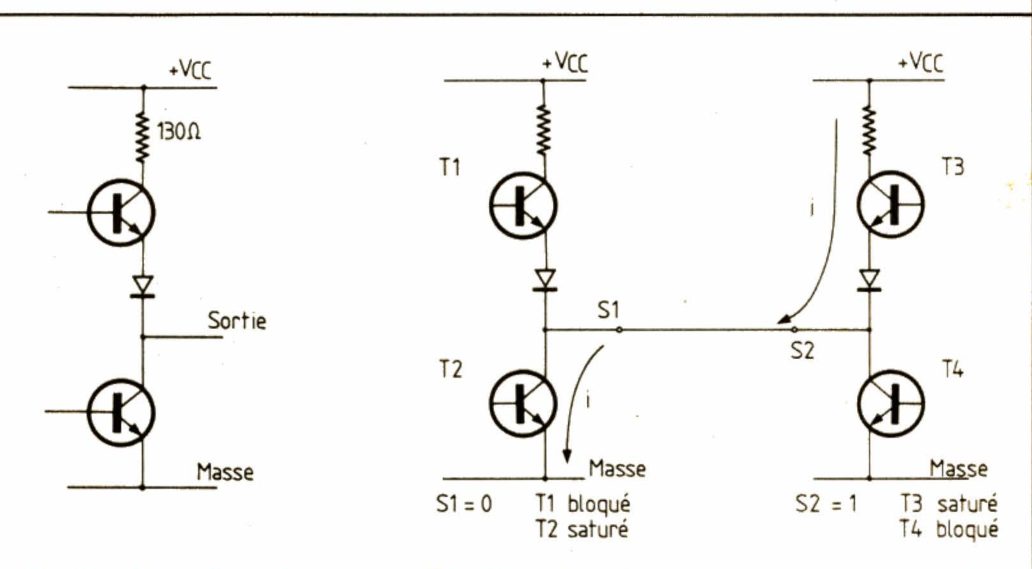


Fig. 3. – Etage de sortie TOTEM POLE d'un circuit TTL.

Fig. 4. – Ce qui se passe lorsque deux sorties TOTEM POLE sont reliées et sont dans un état contraire.

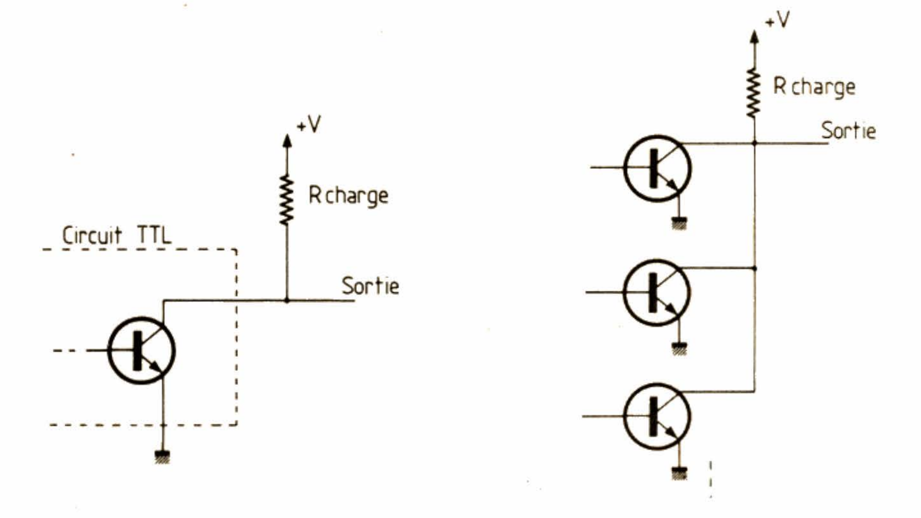


Fig. 5. – Allure d'une sortie à collecteur ouvert et réalisation d'un OU CABLÉ.

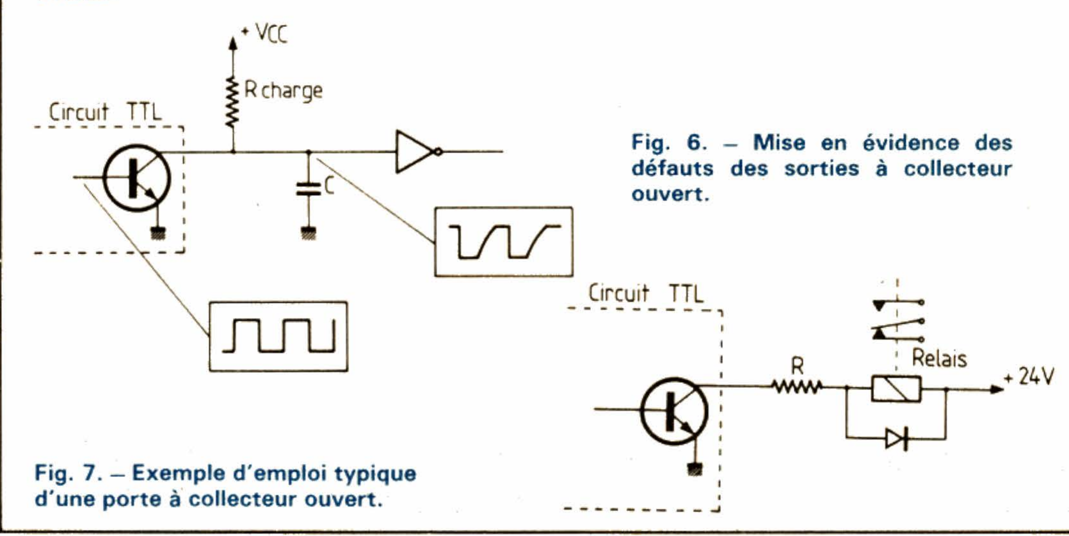


Fig. 6. – Mise en évidence des défauts des sorties à collecteur ouvert.

Fig. 7. – Exemple d'emploi typique d'une porte à collecteur ouvert.

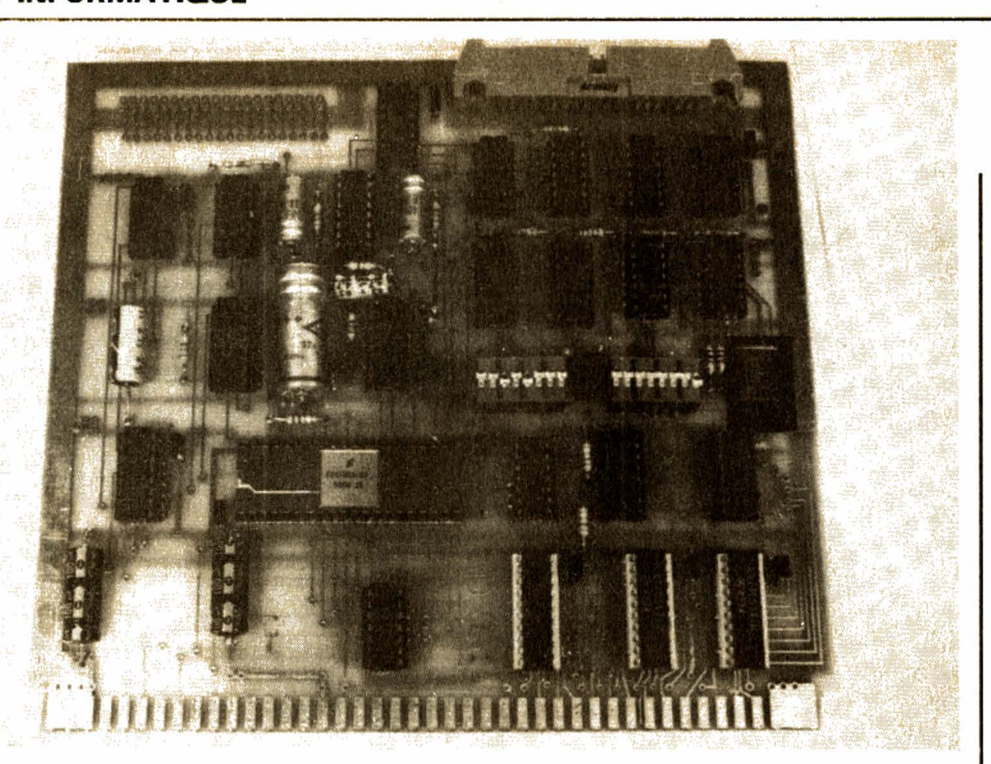


Photo 2. – ... ou sur cette carte coupleur de lecteur de disquettes, les circuits TTL sont largement utilisés.

rons la figure 6 où une sortie à collecteur ouvert alimente l'entrée d'une autre porte. Le condensateur C représente les capacités parasites de câblage qui, si celui-ci est dense ou si les liaisons sont longues, ne sont pas négligeables.

Supposons que la sortie passe de 1 à 0, le transistor va se saturer et court-circuiter le condensateur, le déchargeant ainsi quasi immédiatement ; le front du signal au point A sera donc très raide, tout ira pour le mieux. Supposons maintenant que la sortie passe de 0 à 1, le transistor va se bloquer ; le condensateur va alors devoir se charger au travers de la résistance R avec une constante de temps T = RC. Le front du signal ne sera donc pas bien raide, mais présentera une partie arrondie d'autant plus importante que le condensateur et (ou) la résistance auront des valeurs élevées. Si le signal sortant de la porte est constitué d'impulsions étroites, celles-ci pourront disparaître intégralement à cause de la charge du condensateur, ce qui conduira à un mauvais fonctionnement du montage.

Cette constatation conduit à éliminer les portes à sorties à collecteur ouvert, lorsque l'on veut travailler très vite ; en effet, la seule amélioration à apporter consiste à diminuer la constante de temps RC, or, C ne peut diminuer à l'infini et si l'on diminue trop R, on accroît le courant dans le transistor de sortie de la porte ; on est donc limité des deux côtés.

Malgré ce défaut, les portes à collecteur ouvert justifient encore leur existence lorsque, au moyen de boîtiers logiques, l'on souhaite commander des circuits travaillant sous plus de 5 V ; en effet, le transistor de sortie de ces portes peut (selon les modèles) supporter de 15 à 30 V et accepte de débiter des courants de 20 voire 40 mA ; on peut ainsi réaliser le montage donné figure 7 à titre d'exemple.

La micro-informatique étant un domaine où l'on travaille vite et où il est indispensable, comme vous le verrez, de relier des sorties de circuits entre elles, les fabricants de circuits intégrés ont introduit la logique dite « trois états », pour pallier le problème propre aux sorties à collecteur ouvert. Dans cette logique, les étages de sortie sont du type TOTEM POLE mais disposent en plus de la possibilité de bloquer, au moyen d'un signal extérieur, les deux transistors de sortie simultanément, ce qui a pour effet de mettre la sortie concernée en haute impédance (on dit aussi « dans le troisième état »). On peut ainsi connecter entre elles autant de sorties qu'on le souhaite, sous réserve de n'activer, à un moment donné, qu'une porte à la fois. Nous verrons que cette possibilité est exploitée sur quasiment tous les signaux des ordinateurs grands et petits.

Les différentes familles TTL

Les caractéristiques présentées ci-avant sont communes à toutes les familles TTL et ne sont pas remises en cause ; par contre, il faut savoir qu'il existe différentes familles TTL qui, à partir de la même technologie et des mêmes schémas de portes, présentent des améliorations importantes par rapport à la TTL standard, dans des domaines tels que la vitesse de travail ou la faiblesse de la consommation. Ces familles sont les suivantes : la TTL normale, la TTL Low power, la TTL High speed, la TTL Schottky, la TTL Low power Schottky, la TTL Advanced Low power Schottky et la TTL fast. Comme nous allons le voir, et malgré cette apparente complexité, il est très facile de s'y retrouver et de comprendre le pourquoi d'une telle diversité. Tout d'abord, nous allons parler références. Le nom d'un circuit TTL commence toujours par 74 (gamme de température civile 0 à

PARAMETRE	Normale	H	L	S	LS	ALS et F
Consommation	15 mA	29 mA	2 mA	26 mA	3 mA	5 mA
Temps de transfert	18 ns	10 ns	40 ns	5 ns	10 ns	3 ns
Entrance d'une porte	1	1,25		1,25	0,25	0,125
Sortance d'une porte	10	12,5		12,5	5	5

Fig. 8. – Tableau comparatif des performances des différentes familles TTL.

70 °C) ou par 54 (gamme de température étendue – 55 °C à + 125 °C) chez tous les fabricants. La seule différence introduite par ces derniers se situe au niveau de la ou des lettres qui précèdent ces deux chiffres ; ainsi chez Texas et Motorola nous aurons SN, chez National Semiconducteur nous aurons DM, chez Signetics nous aurons N, etc.

Ces lettres et ces deux chiffres sont ensuite suivis d'une, deux ou trois lettres qui caractérisent l'appartenance à une des familles précitées, puis de deux ou trois chiffres qui définissent la fonction du circuit ; dans ces conditions, les références de tout circuit TTL ont l'allure suivante :

– Soient ZZ les lettres propres au fabricant et NN ou NNN les chiffres indiquant la fonction de la porte.
– Les circuits TTL normaux seront appelés ZZ 74NNN.
– Les circuits TTL Low power seront appelés ZZ 74LNNN.
– Les circuits TTL High speed seront appelés ZZ 74HNNN.
– Les circuits TTL Schottky seront appelés ZZ 74LSNNN.
– Les circuits TTL Advanced Low power Schottky seront appelés ZZ 74ALSNNN.
– Et enfin, les circuits TTL Fast seront appelés ZZ 74FNNN.

Il est donc très facile de savoir à quoi l'on a affaire ; ainsi un SN 7400 sera une quadruple porte NAND à deux entrées de la série normale tandis qu'un 74LSOO sera le même composant en série Low power Schottky.

Pourquoi avoir créé tant de familles TTL aux noms aussi barbares ? Tout simplement parce que la préoccupation majeure des électroniciens est de faire fonctionner les circuits le plus vite possible (ce qui accroît la puissance d'un calculateur à nombre de composants égal) et de leur faire consommer le minimum d'énergie.

Si l'on considère une porte TTL (nand à deux entrées par exemple) normale ; elle consomme 15 mA en moyenne et le temps de transfert d'un signal, c'est-à-dire le temps qui s'écoule entre le changement d'état à l'entrée et le changement d'état qui en découle en sortie, est de 18 ns. Une porte TTL Low power consomme 2 mA en moyenne mais le temps de transfert est de 40 ns environ ; on a donc gagné en consommation et perdu en vitesse. La TTL High speed, par contre, consomme en moyenne 29 mA mais présente un temps de transfert de 10 ns ; ici le gain en vitesse s'est traduit par une augmentation de la consommation. La TTL Schottky, quant à elle, consomme 26 mA, soit un tout petit peu moins que la TTL H, mais est plus rapide avec un temps de transfert de 5 ns. La TTL Low power Schottky enfin essaie de concilier le gain en vitesse et la réduction de consommation avec 3 mA de consommation et 10 ns de temps de transfert. Les familles ALS et F apportent encore une amélioration par rapport à la famille LS, puisqu'elles consomment à peine plus (1 à 2 mA) mais qu'elles ont un temps de transfert de 3 ns.

La figure 8 résume dans un tableau, ces différents paramètres pour toutes les familles TTL évoquées, tandis que le graphe de la figure 9 présente les performances comparées des différentes familles ; la porte idéale se situant à l'origine du graphe (temps de transfert nul, consommation nulle). A l'étude de celui-ci, nous constatons que la TTL normale se situe dans la moyenne des performances et que la TTL LS est la mieux placée, les familles ALS et F étant encore très peu développées. On peut donc se demander le pourquoi de l'existence de la H, très gourmande et moins rapide que la LS, et que la L, très lente et aussi gourmande que la LS. L'explication est historique et vient uniquement de nos progrès en possibilités d'intégration. Les familles H et L sont donc en voie de disparition, de même que le sera la famille S lorsque l'ALS et la F seront assez développées. En résumé, et comme nous le constaterons, la micro-informatique actuelle utilise presque exclusivement des circuits TTL LS.

Les circuits logiques C-MOS

Présentés à tort comme les concurrents de la TTL, les circuits logiques C-MOS occupent une part de plus en plus importante du marché des circuits logiques actuel, en raison de leurs particularités très intéressantes. Tout d'abord, sachez que C-MOS signifie Complementary Metal Oxyde Semiconductor, ce qui veut dire circuit à base de transistors à effet de

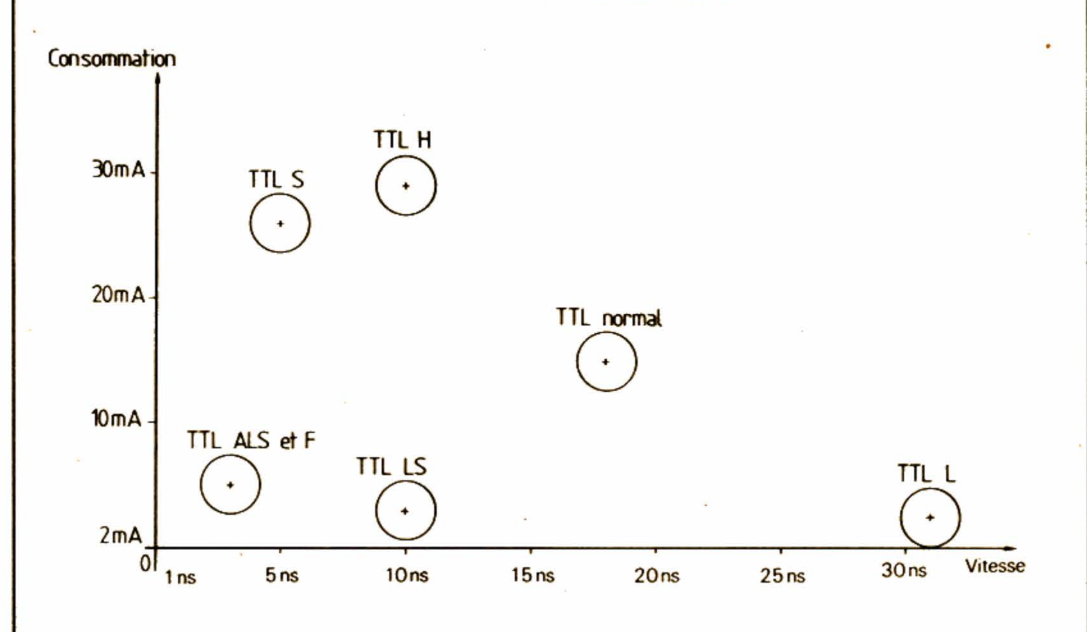


Fig. 9. – Graphique représentatif des performances des différentes familles TTL.

champ complémentaires ; aucun transistor bipolaire n'entrant dans la conception d'un circuit C-MOS (hormis pour ceux ayant des sorties à fort courant).

La figure 10 présente un étage typique d'une porte C-MOS ; on y voit deux transistors MOS complémentaires, un de canal P et un de canal N, et le circuit est conçu de telle manière que les deux transistors soient toujours dans un état contraire, ce qui signifie qu'il n'y a jamais passage de courant entre alimentation et masse, puisque un des deux transistors est toujours bloqué. En d'autres termes, un circuit C-MOS ne doit consommer aucune énergie. En fait, lors de la commutation, le passage de l'état bloqué à l'état conducteur des transistors n'est pas instantané et il y a conduction simultanée des deux transistors pendant un bref instant, ce qui fait apparaître une légère consommation de courant. La caractéristique première des circuits C-MOS est donc leur consommation ridiculement faible.

Le deuxième point important est la faiblesse du courant d'entrée ; en effet, les entrées des circuits C-MOS ont lieu sur les grilles de transistors MOS et le courant de grille d'un transistor MOS se chiffre en pA, voire en fA (femto-Ampère, soit 10^{-15} A) ; une entrée C-MOS ne consomme donc aucun courant ; l'entrance est donc nulle ! Cette faiblesse du courant d'entrée implique une très haute impédance des entrées des portes C-MOS, et donc une grande sensibilité aux champs électrostatiques. Cela a retardé notablement l'avènement des C-MOS, car les premiers circuits de cette famille n'étaient pas protégés et il fallait observer des précautions draconiennes pour manipuler et monter ces circuits sans les détruire. Actuellement et depuis environ trois ans, tous les circuits C-MOS sont protégés contre les charges électrostatiques au moyen de diodes Zener placées en entrée, comme indiqué figure 11, et ils peuvent être manipulés exactement comme des TTL, sans risque de détérioration.

Une autre caractéristique importante des circuits C-MOS est, ici encore, liée aux propriétés des transistors MOS, qui sont de bien meilleurs commutateurs électroniques que les transistors bipolaires ; en effet, les niveaux correspondants aux états 1 et 0 sont beaucoup plus proches de l'alimentation et de la masse que dans la famille TTL. Avant d'en parler en détail, il faut savoir que les circuits C-MOS peuvent être alimentés par toute tension comprise entre 3 et 18 V sans en altérer le fonctionnement, seule la vitesse de travail croît avec l'alimentation.

Si l'on suppose un circuit C-MOS alimenté sous 5 V (vous voyez le pourquoi de cette valeur !) un niveau logique 0 en sortie sera matérialisé par une tension inférieure à 0,05 V et un niveau logique 1 sera matérialisé par une tension supérieure à 4,95 V ; une entrée TTL pourra donc sans problème recevoir des sorties C-MOS. Par ailleurs, en entrée, toute tension inférieure à 1,5 V est considérée comme un 0 logique et toute tension supérieure à 3,5 V est considérée comme un 1 logique ; la connexion d'une sortie TTL à une entrée C-MOS ne donnera donc pas forcément un résultat satisfaisant, puisqu'une sortie TTL à 1 fournit seulement une tension supérieure à 2,4 V.

Ces circuits aux caractéristiques alléchantes ont cependant deux défauts importants qui expliquent qu'ils n'aient pas supplanté la TTL et qui justifient la coexistence pacifique de ces deux familles logiques : leur courant maximal de sortie est très faible et oscille aux environs de 0,4 mA (contre 16 mA pour un TTL normal), ce qui donne à un circuit C-MOS une sortance de 0,25. Ce n'est pas gênant pour relier des C-MOS entre eux ; par contre, relier des sorties C-MOS à des entrées TTL n'est possible directement que si l'on fait appel à des circuits TTL LS. Enfin, le deuxième défaut rédhibitoire de la C-MOS est sa lenteur, puisque, sous 5 V, le temps de transfert dans une porte C-MOS est de 250 ns environ !

Pour faciliter la comparaison avec les familles TTL ; précisons qu'une porte nand prise à titre d'exemple consomme au repos 0,5 nA (ce n'est pas une faute de frappe !) et à 1 MHz 300 µA avec un temps de transfert de 240 ns environ. Le tableau de la figure 12 présente, par ailleurs, les caractéristiques principales de la TTL normale et LS et de la C-MOS, afin que vous puissiez vous-même faire la comparaison.

Pour être aussi complet qu'en TTL, nous allons indiquer comment se font les appellations en C-MOS, ce qui vous permettra d'établir vous-même vos listes d'équivalence sans faire appel à des tableaux toujours plus ou moins complets. Les circuits C-MOS ont une numérotation en 4NNN ou 4NNNN, N étant un chiffre indiquant la fonction du circuit. Cette « racine » est précédée comme en TTL par des lettres et (ou) des chiffres propres à chaque fabricant ; ainsi NS et RCA appellent cela la série CD 4NNN, Motorola la série MC 4NNN et Fairchild la série F 4NNN.

Les familles hybrides C.MOS TTL

Pour essayer de compenser la faiblesse du courant de sortie des circuits C-MOS vrais, certains fabricants, National Semiconductor en particulier, ont introduit sur le marché une famille composée de circuits contenant à la fois des transistors MOS à l'entrée et au cœur du circuit et des transistors bipolaires

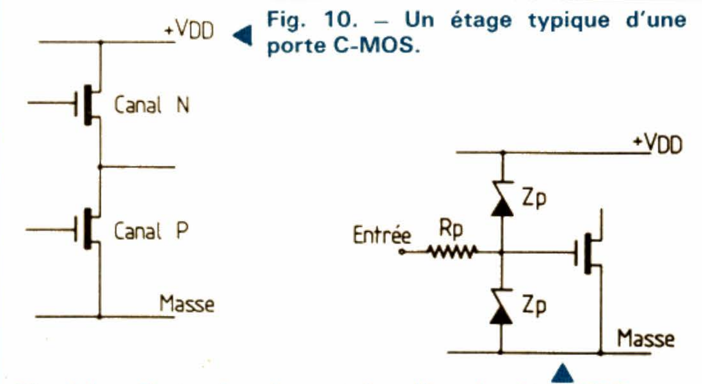


Fig. 10. – Un étage typique d'une porte C-MOS.

Fig. 11. – Protection des entrées d'un circuit C-MOS au moyen de diodes (Zener ou diodes classiques).

en sortie pour permettre un fort courant de sortie. Ces circuits ont, de plus, été proposés avec des références identiques, à fonction identique, à celles de la TTL classique et avec un brochage strictement compatible. Ils représentent donc une bonne solution lorsque l'on souhaite réduire la consommation d'un ensemble logique conçu initialement à base de TTL ; malheureusement, à l'heure où nous écrivons ces lignes, le prix et la faible diffusion de ces circuits sont pénalisants et nous ne les avons mentionnés que dans un souci de faire un exposé complet. Une dernière précision : ces circuits s'appellent 74CNNN, où NNN a la même signification que dans 74 NNN en TTL conventionnelle.

Les circuits logiques HC-MOS

Contrairement aux circuits précédents de la série 74C, les circuits logiques HC-MOS sont très récents, puisqu'ils n'existent vraiment en nombre et types suffisants que depuis 1983 environ. Ces circuits tentent de concilier les avantages des circuits logiques TTL : essentiellement la rapidité et la diversité des fonctions disponibles ; avec les avantages des circuits C-MOS. La faible consommation, la bonne immunité aux bruits, le courant d'entrée quasiment nul. Nous allons voir qu'ils y parviennent assez bien. Pour assurer un avenir serein à ces circuits, ils sont introduits sur le marché en respectant le catalogue des fonctions TTL classiques et disposent des mêmes brochages que les fonctions TTL qu'ils sont appelés à remplacer. Leurs appellations sont calquées sur les appellations TTL, ainsi un 74000 TTL est remplaçable directement (pin for pin) par un 74C00. Cet exemple vous aura permis de comprendre qu'une appellation HC-MOS est formée par l'insertion des deux lettres HC au milieu d'une référence TTL normale (comme c'était le cas pour les TTL LS par exemple).

Les circuits HC-MOS présentent les caractéristiques majeures suivantes :
– leur alimentation peut aller de 3 à 6 V, mais sous 5 V, ils sont compatibles TTL ;
– La consommation d'une porte élémentaire au repos est de 20 µA au maximum et, comme pour les circuits C-MOS, cette consommation croît avec la vitesse de travail, pour atteindre 1 mW à 1 MHz. C'est encore loin de la consommation d'une porte TTL, de plus cette consommation a lieu exclusivement pendant les transitions des signaux.
– le courant d'entrée d'une porte élémentaire est au maximum de 1 µA, sa valeur typique étant de 10 nA. L'entrance d'un tel circuit est donc nulle comme celle des C-MOS ;
– le courant de sortie des circuits HC-MOS normaux (il existe des circuits « buffer » qui peuvent fournir le double) est de 4 mA, ce qui leur confère une sortance de 2,5. Cela peut sembler faible mais, dans le cas de logique équipée exclusivement de circuits HC-MOS, cela n'a pas grande importance vu l'entrance nulle de ces circuits ;
– enfin, les seuils logiques sont meilleurs que ceux de la TTL et offrent donc une immunité aux bruits supérieurs. Un 0 logique peut en effet être compris entre 0 V et 19 % de la tension d'alimentation (soit 1,0 V en alimentation 5 V) et un 1 logique peut être compris entre la tension d'alimentation et 29 % de celle-ci (soit de 1,45 V à 5 V pour une alimentation sous 5 V).

Ces circuits ont donc un bel avenir devant eux car leurs caractéristiques sont réellement intéressantes et sont un excellent compromis entre C-MOS et TTL. Les seules limitations actuelles de cette famille sont le prix des portes, qui est le double environ de celui des circuits TTL LS équivalents et le nombre encore un peu faible de fonctions disponibles. Ces deux problèmes devraient cependant disparaître avec le temps et le développement de ces circuits.

Conclusion

Par rapport aux articles précédents, ce que nous avons vu aujourd'hui était peut être un peu moins élégant et un peu moins théorique. Même si cela ne vous a pas enchanté, il faut cependant reconnaître que ce que nous vous avons présenté est fondamental pour la réalisation de cartes logiques qui fonctionnent. En effet, une fois que les problèmes de logique pure sont résolus, ce qui ne demande en général pas trop de temps, la mise en œuvre du circuit étudié sur papier passe par l'examen des caractéristiques exposées ci-avant, afin de respecter les sortances des circuits, de vérifier si les temps de transfert dans les portes ne vont pas décaler des signaux et changer le fonctionnement du circuit, ... et en logique binaire, on ne rencontre pas toujours que des 0 et des 1...

C. TAVERNIER

	TTL	TTL LS	C.MOS
Alimentation	5 V	5 V	3 à 18 V
Consommation	15 mA	3 mA	0,5 nA à 500 µA
Temps de transfert	18 ns	10 ns	250 ns
Entrance	1	0,25	0
Sortance	10	5	0,25
Niveau 1 mini en sortie	2,4	2,4	4,95*
Niveau 0 maxi en sortie	0,4	0,4	0,05*
Niveau 1 mini en entrée	2,0	2,0	3,5*
Niveau 0 maxi en entrée	0,8	0,8	1,5*

* paramètres pour un circuit alimenté en 5 V.

Fig. 12. – Tableau comparatif TTL, TTL LS, C-MOS.

HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

III – LE CIRCUIT MAGNETIQUE

Sa conception exerce une influence décisive sur les caractéristiques fondamentales d'un haut-parleur, en particulier sur le rendement qui a été pendant longtemps le critère de performance prépondérant à l'époque des amplificateurs à tubes.

L'interprétation du résultat théorique donné par la formule 12) du paragraphe II.1 reste toujours difficile, du fait que certaines conditions restent contradictoires. La relation indiquée conduit en effet à rechercher :

– une résistance électrique Re aussi faible que possible (ce qui correspond à une valeur de surtension faible en court-circuit),

– un équipage mobile (membrane + suspension) présentant une masse unitaire (M/S) réduite,

– un produit $B\ell$ aussi important que possible au-dessus de la fréquence de résonance (f_R), car la force contre-électromotrice proportionnelle à $B\ell$ diminue le rendement au voisinage de f_R, à moins d'user d'un artifice préconisé par M. Watkins, selon le schéma de la figure 13, où L et C sont des éléments réactifs extérieurs dont la résonance avec la bobine auxiliaire coïncide avec la résonance mécanique du haut-parleur.

Compte tenu des facilités offertes par l'amplification à transistors, l'obtention d'un rendement élevé compris entre quelques pourcents et 10 % aux fréquences moyennes, n'est plus considérée comme fondamentale. En revanche, le choix d'un terme $B\ell$ grand signifie un amortissement élevé favorable à une bonne réponse en régime transitoire, mais la nature de la charge acoustique influe beaucoup sur les résultats, tout au moins aux fréquences basses.

Un niveau d'indiction élevé a été obtenu jusque vers les années 70 avec des aimants permanents en alliages spéciaux à base d'aluminium, de nickel, de titane, de cobalt et de fer (Alnico, Ticonal, Alcomax). Ils étaient classiquement montés dans le circuit magnétique comme l'indique la figure 14.

Les progrès récents accomplis dans le domaine des ferrites[1] ont permis à ceux-ci de supplanter définitivement les alliages métalliques, tout au moins pour les applications où un faible prix de revient est recherché, ou bien lorsque les contraintes thermiques ne sont pas trop élevées. Certains matériaux comme l'ALNICO dissipent en effet mieux la chaleur que d'autres ; de ce fait, ils assurent à la bobine mobile un meilleur refroidissement, et concourent ainsi à élever la puissance électrique admissible pendant une longue période d'utilisation. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point lors de l'énumération des critères d'utilisation des haut-parleurs.

Les études récentes ont porté sur des alliages de terres rares et cobalt. En particulier, les composés au Samarium ($Sm\,CO_5$) possèdent des performances exceptionnelles :

– énergie spécifique $(BH)_{max}$ voisine de 120 kJ/m³ pour un aimant annulaire de 700 g, soit quatre fois plus élevée que celle des alliages courants,

– champ coercitif très grand (H_c) voisin de $6 \cdot 10^4$ A/m.

La forte énergie spécifique présente de l'intérêt pour toutes les applications où la miniaturisation est indispensable (écouteurs, haut-parleurs à

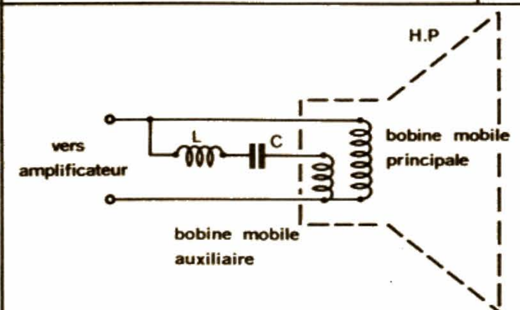


Fig. 13. – Principe de correction-shunt de l'effet nuisible, sur le rendement, de l'augmentation de l'impédance au voisinage de la résonance principale.

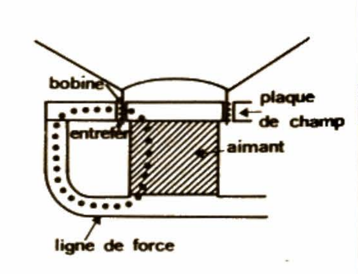


Fig. 14. – Circuit magnétique à aimant classique ALNICO ou TICONAL.

bobine plane, phonolecteurs à aimant mobile).

Ces aimants sont préparés par une méthode de frittage à partir de poudre compactée sous champ. Les principale difficultés initiales étaient d'ordre métallurgique. A l'heure actuelle, celles-ci sont surmontées et des productions industrielles d'aimants permanents de type $SmCO_5$ existent dans plusieurs pays : aux Etats-Unis (Raytheon, Varian, General Electric), au Japon (Hitachi, Sumitomo), en Europe (Brown Boveri, Philips). En France, les études commencées au CNRS-Grenoble ont été reprises par l'Industrie (Sermag, Went et Rathenau, RTC) avec les performances attendues et une bonne reproductibilité.

Pour maîtriser la stabilité magnétique et métallurgique et réduire les coûts, on s'est orieneté de plus en plus vers des séries d'alliages quaternaires Sm (Co, Cu, Fe) qui présentent des inductions rémanentes supérieures à 1 Tesla jusqu'à ce que la rareté et le prix du cobalt mettent un frein à ces procédés.

Quel que soit le matériau utilisé, l'optimisation du circuit magnétique tel que celui de la figure 15 est généralement conduite en vue d'obtenir un champ dans l'entrefer, assurant à la fois un rendement correct et un amortissement optimal de l'équipage mobile. Ce qui revient à prédéterminer la valeur du facteur $B\ell/R_e$ qui intervient dans les expressions du rendement et du coefficient d'amortissement ; puis à calculer le volume de l'entrefer, connaissant la hauteur de la plaque de champ et la largeur d'entrefer qui assure un jeu suffisant pour la bobine mobile.

En pratique, d'autres facteurs tels que fréquence de résonance et non-linéarité viennent compliquer le projet qui ne peut être mené à bien qu'à la suite de compromis toujours difficiles.

Pratiquement, les fabricants de haut-parleurs procèdent comme suit :

1° On recherche par raison d'économie et de légèreté le volume minimal V d'aimant assurant un champ magnétique H donné dans un volume d'entrefer v_e. On est amené à résoudre le système [6] :

$$\frac{B_a}{H_a} = -\mu_o \frac{L S_e}{e S} \quad [8]$$

V = volume d'aimant
B_a = induction dans l'aimant
B_e = induction dans l'entrefer
H_a = champ dans l'aimant
h = champ dans l'entrefer

$$B_a H_a = -\mu_o h^2 \frac{V_e}{V} \quad [9]$$

L = longueur d'aimant
e = largeur d'entrefer
μ_o = perméabilité relative de l'aimant

$$h = -H_a \frac{L}{e} B = \mu_o h$$

Ce qui revient à choisir le produit $B_a H_a$ maximum (fig. 16).

On démontre que la valeur correspondante de V est donnée par la formule :

$$V = \frac{B^2}{\mu_o B_a H_a} \cdot v_e \quad [10]$$

avec $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$
$v_e = 1_e \times e \times \pi D_b$
L_e = hauteur de l'entrefer
D_b = diamètre de la bobine
où B_e est généralement imposé à partir d'un critère de rendement (voir paragraphe II.1). Ainsi, par expérience, on sait qu'avec 1,2 Tesla d'induction dans l'entrefer d'un haut-parleur de 21 cm, on obtient couramment un niveau d'efficacité de 90 dB à 1 mètre

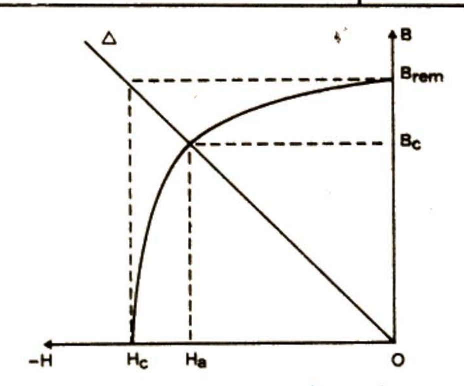


Fig. 16. – Détermination du produit $|B_a H_a|$ maximum. (Pour ALNICO type V : B_r = 1,25 T ; B_a = 0,95 – valeur typique.)

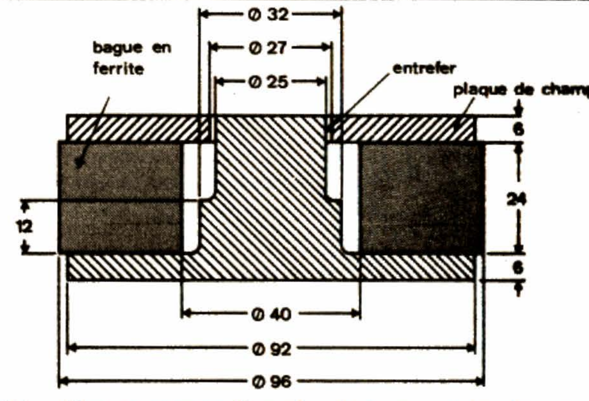


Fig. 15. – Vue en coupe d'un circuit à aimant ferrite permettant d'obtenir une induction de 1,3 tesla dans l'entrefer. (Doc. RTC : cotes en mm.)

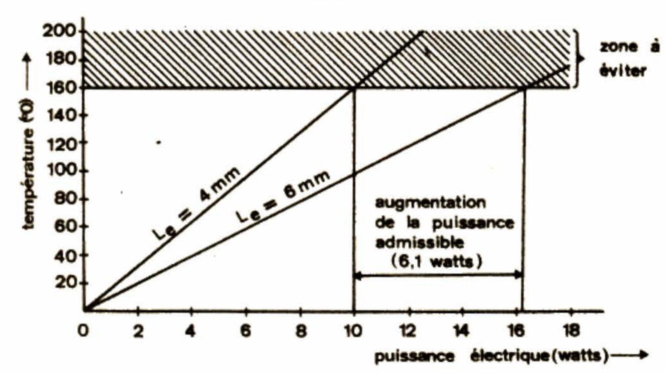


Fig. 17. – Influence de l'épaisseur de la plaque de champ L_e sur la température de fonctionnement de la bobine mobile d'un haut-parleur de 17 cm. (Doc. Rank-Leak-Wharfedale.)

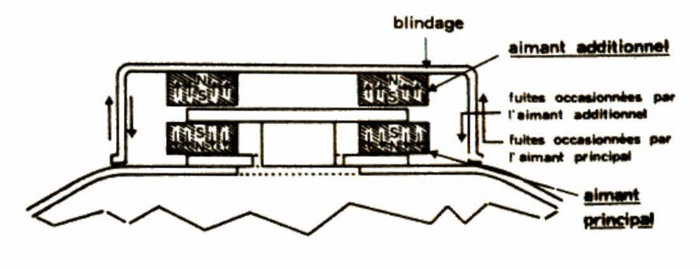


Fig. 18. – Principe de système magnétique antirayonnant. (Réalisation Audax.)

pour 1 W électrique. Le volume et la masse de l'aimant, dont la géométrie est celle de la figure 15, valent alors respectivement 10^{-4} m^3 et 725 g. Sachant par ailleurs qu'il faut ajouter le même poids en fer doux, on obtient finalement un circuit magnétique de poids total voisin de 1,45 kg.

2° De la formule précédente, on tire le volume d'entrefer, puis finalement l'épaisseur de l'entrefer, connaissant sa hauteur qui est en même temps l'épaisseur de la plaque de champ. Cette dernière est choisie de façon à ne pas saturer les pièces polaires en acier doux.

Dans l'exemple indiqué, en prenant 6 mm, on obtient une largeur d'entrefer de 2 mm qui assure un jeu suffisant à une bobine convenablement guidée pour un haut-parleur grave. Par ailleurs, il convient de ne pas trop réduire le volume d'entrefer de façon à écouler correctement les calories emmagasinées, sous peine de réduire la puissance électrique admissible, comme le montre la figure 17.

Une dernière précaution peut consister à éliminer les fuites magnétiques des aimants à ferrite, préjudiciables dans certaines applications (téléviseurs, magnétophones). On y parvient en dotant le circuit magnétique d'un aimant additionnel qui annule le flux dans le blindage, par effet différentiel (fig. 18).

(A suivre.)
P. LOYEZ

(1) Certains auteurs préfèrent le terme de céramique noire.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

TECHNIQUES DE PRISE DE SON par R. CAPLAIN (2e édition)



Cet ouvrage s'adresse aussi bien à l'amateur qu'au technicien. L'auteur vous fait profiter de ses nombreuses expériences en situation et apporte des réponses claires aux problèmes qui se posent face à la diversité des sources sonores (musique classique, jazz, pop, variétés, théâtre, cabaret, etc.) et dans des espaces acoustiques différents.

Il vous guide dans le choix du matériel approprié et vous donne de nombreux conseils pratiques.

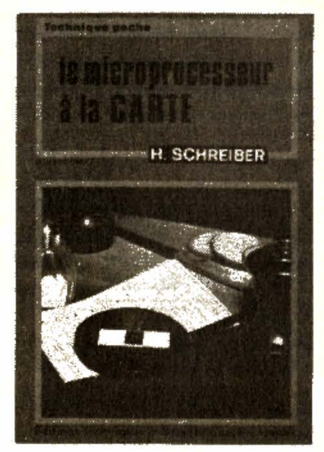
Enfin, cet ouvrage, très technique, a le mérite de ne jamais oublier l'aspect esthétique et artistique de la création sonore.

Principaux chapitres :
- Les microphones
- La prise de son en stéréophonie de phase
- La prise de son en stéréophonie d'intensité
- Le magnétophone
- La bande magnétique et ses accessoires
- La table de mixage et les appareils périphériques
- Applications complémentaires de la prise de son
- Mixage, éditing, montage.

Un ouvrage format 15 × 21, 176 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F.

LE MICROPROCESSEUR A LA CARTE par Hermann SCHREIBER (2e édition)



Le « micro »processeur, son nom l'indique, est très petit et économique, mais cela n'exclut pas qu'il soit très riche en possibilités.

Présentant son livre sous forme dialoguée, l'auteur explique le microprocesseur par une analogie avec... la cuisine. En effet, « entrer des données pour sortir un produit élaboré, en fonction d'un programme », c'est bien ce qu'on fait quand on prépare un plat à partir d'une recette. Et cette analogie permet une explication aussi aisée que complète des grandes bases de cette petite informatique, des notions de saut de programme, interruption, sous-programme, etc.

Le lecteur intéressé par des détails techniques ne restera pas « sur sa faim » pour autant. Il trouvera les caractéristiques d'un type précis de microprocesseur, non seulement avec la liste complète – et commentée – de ses instructions, mais aussi avec des exercices d'utilisation et, surtout, avec un programme complet, appliqué à l'économie d'énergie de chauffage.

Editeur : E.T.S.F. (coll. Technique Poche n° 33).

UTILITAIRES POUR ZX 81 par Marc SAAL

Cet ouvrage vous fait découvrir le langage machine du ZX 80 et vous dévoile toutes les ressources matérielles et logicielles de votre système, jusqu'aux plus complexes, comme le calculateur et les périphériques. Des programmes utilitaires performants, écrits en Assembleur, pourront être employés directement. Ils serviront ausi d'exemples grâce

M. SAAL

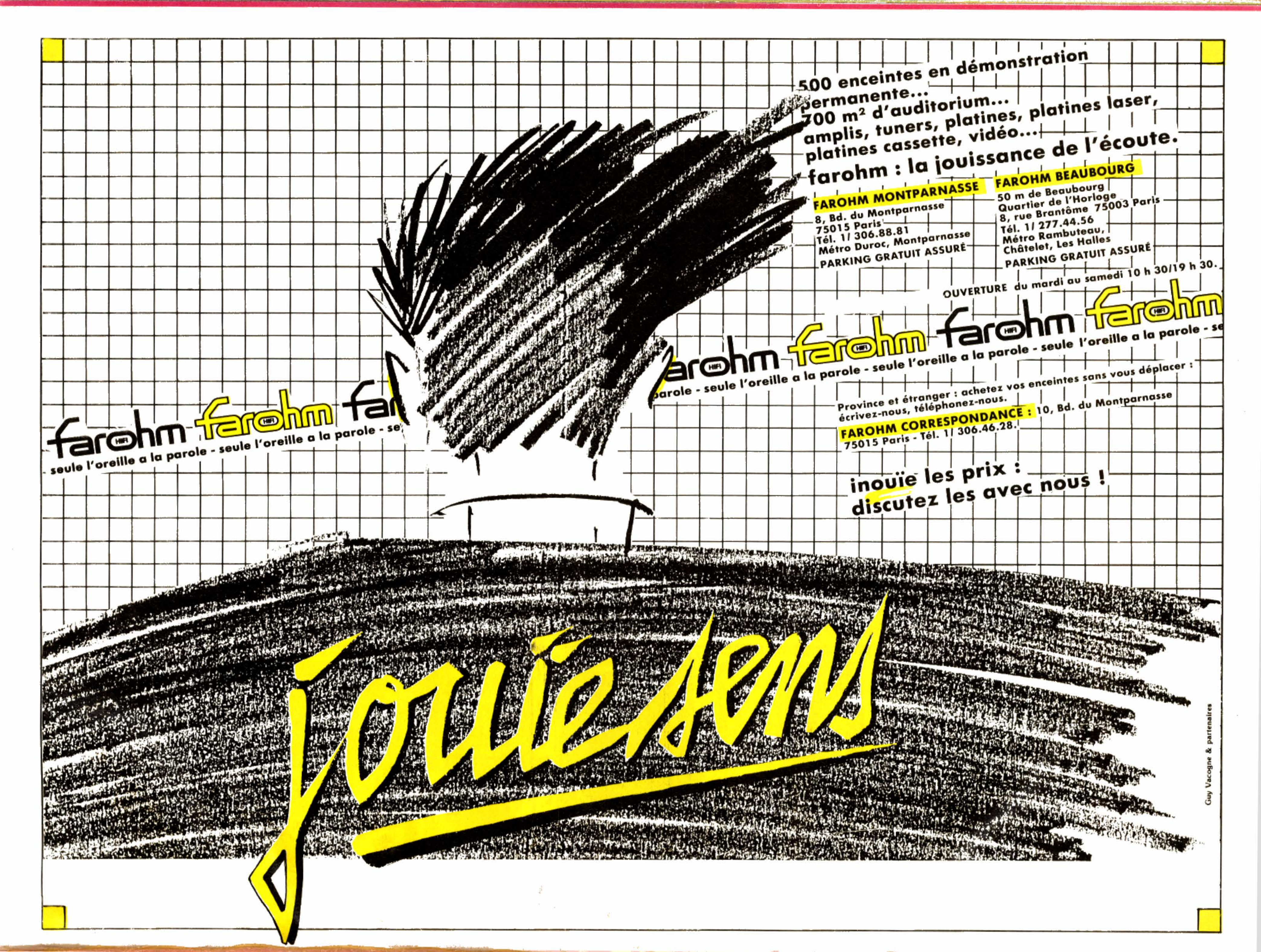


POCHE *informatique* 9

aux commentaires accompagnant chaque routine, pour créer de nouvelles applications, même sur d'autres machines.

Quelques applications :
- Désassembleur
- Aiguillage
- Transferts en REM
- Moniteur d'hexadécimal
- Générateur de REM longues
- Entrée d'une adresse en hexadécimal
- Sortie en mode SLOW
- Affichage des registres HL et A.

Editeur : E.T.S.F. (coll. Poche Informatique n° 9).


500 enceintes en démonstration
permanente...
700 m² d'auditorium...
amplis, tuners, platines, platines laser,
platines cassette, vidéo...
farohm : la jouissance de l'écoute.
FAROHM MONTPARNASSE
8, Bd. du Montparnasse
75015 Paris
Tél. 1/ 306.88.81
Métro Duroc, Montparnasse
PARKING GRATUIT ASSURÉ
FAROHM BEAUBOURG
50 m de Beaubourg
Quartier de l'Horloge
8, rue Brantôme 75003 Paris
Tél. 1/ 277.44.56
Métro Rambuteau,
Châtelet, Les Halles
PARKING GRATUIT ASSURÉ
OUVERTURE du mardi au samedi 10 h 30/19 h 30.
farohm farohm farohm farohm farohm farohm
seule l'oreille a la parole - seule l'oreille a la parole - seule l'oreille a la parole - seule l'oreille a la parole
Province et étranger : achetez vos enceintes sans vous déplacer :
écrivez-nous, téléphonez-nous.
FAROHM CORRESPONDANCE : 10, Bd. du Montparnasse
75015 Paris - Tél. 1/ 306.46.28.
inouïe les prix :
discutez les avec nous !
jouie sens
Guy Vacogne & partenaires

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 04.11-F : M. Paul NOVARIA, 76 LE HAVRE, nous demande les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TBA 1440 G (ou ESM 1440) et TDA 1048 G.

Voici les renseignements demandés :

TBA 1140 G : Il s'agit d'un amplificateur FI + détection et préamplificateur vidéo dont le brochage est représenté sur la figure RR-04.11.

Tension d'alimentation = de 10,5 à 15 V ; la tension max sur la broche 5 (C.A.G. tuner) = 20 V ; résistance ohmique entre les broches 8 et 9 = de 0 à 20 Ω ; tension maximum sur les broches 4 et 14 = 5 V ; dissipation de puissance = 0,7 W. Autre immatriculation parfois rencontrée : ESM 1440.

TDA 1048 G : Circuit intégré destiné à la partie « son » des téléviseurs aux normes françaises remplissant les fonctions suivantes :

– amplification FI (39,2 MHz) avec C.A.G.,
– détection à faible distorsion,
– potentiomètre électronique (commande du volume « son » par variation d'une tension continue).

Tension d'alimentation = 16,5 V max ; Pd = 700 mW ; courant disponible à la broche 11 (source de tension stabilisée interne) = 5 mA.

Brochage : voir figure RR-04.11.

RR – 04.13 : M. Hubert PONSOT, 15 AURILLAC :

1° se plaint d'un « déséquilibre » dans la reproduction entre les graves et les aiguës pour des enceintes acoustiques qu'il vient de construire ;

(Suite page 102.)

TBA 1440 G (ESM 1440)

Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Entrée FI	16	Entrée FI
2	Découplage	15	Découplage
3	Masse	14	Réglage tension continue de sortie
4	Filtre de C.A.G.	13	+Vcc
5	Commande de C.A.G. tuner	12	Sortie vidéo positive
6	Réglage du retard C.A.G. tuner	11	Sortie vidéo négative
7	Porte C.A.G.	10	Entrée amplificateur de C.A.G.
8	Circuit accordé de récupération de porteuse	9	Circuit accordé de récupération de porteuse

TDA 1048

Broche	Fonction	Broche	Fonction
1	Masse	16	Découplage
2	Découplage	15	Entrée FI
3	Sortie BF à niveau constant	14	Découplage
4	Entrée BF à niveau constant	13	Découplage
5	Entrée FI pour démodulation	12	Tension d'alimentation
6	Condensateur de filtrage	11	Sortie tension stabilisée
7	Sortie FI	10	Sortie BF après potentiomètre électronique
8	Tension d'alimentation de l'amplificateur de sortie FI	9	Entrée contrôle de gain du préamplificateur BF

Fig. RR 04-011

(Suite de la page 99.)

2° souhaite prendre connaissance de schémas de montages de télécommande à infrarouge.

1° Pour tenter de rétablir l'équilibre entre les basses et les aiguës sur vos enceintes acoustiques, nous vous suggérons d'intercaler une résistance bobinée de faible valeur ohmique entre la sortie du filtre de voie « aiguës » et le tweeter. La valeur exacte de cette résistance est à déterminer par expérience et essais successifs jusqu'à l'obtention de l'équilibre souhaité.

2° Un montage de télécommande à infrarouge à 8 canaux a été décrit dans Electronique Pratique N° 21, pages 132 et suivantes.

Nous vous signalons également une télécommande à infrarouge précisément destinée à une chaîne Hi-Fi décrite dans les numéros 1689 (p. 98 et suivantes) et 1690 (p. 133 et suivantes) de notre revue.

●

RR – 05.01 : M. Gabriel BRUN, 75010 PARIS :

1° recherche des schémas de dispositifs de « poursuite solaire » ;

2° nous demande des renseignements vis-à-vis des caractéristiques publiées pour tel ou tel semiconducteur.

1° Vous pourriez prendre connaissance de la description de deux montages de systèmes de poursuite solaire, l'un dans le n° 20 d'Electronique Pratique (pages 151 et suivantes), l'autre dans le n° 411 de Radio-Plans (page 75 et suivantes).

2° Les caractéristiques des semi-conducteurs qui sont indiquées dans les répertoires, catalogues, DATA-BOOKS, voire dans la présente rubrique, sont toujours les caractéristiques **maximales** ; ceci est d'ailleurs parfaitement précisé chaque fois... mais ne correspond pas du tout aux conditions d'emploi.

Il existe des manuels dans lesquels on trouve les caractéristiques détaillées des transistors avec leurs conditions d'emploi, courbes caractéristiques, etc. Ces manuels sont édités par chaque marque et donnent les renseignements concernant leur propre fabrication. C'est donc aux diverses marques qu'il convient de vous adresser le cas échéant.

●

RR – 05.02 : M. Michel DUMAS, 86 POITIERS :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique VCR 139 A ;

2° nous demande les schémas, plans de câblage, etc. en vue de la construction d'un émetteur-récepteur 144-146 MHz à pilote synthétiseur, avec scanner, et d'une puissance de sortie d'au moins 10 à 12 W.

1° En ce qui concerne les caractéristiques et le brochage du tube cathodique VCR 139 A, nous vous prions de bien vouloir vous reporter au numéro 1675, page 227.

2° Nous sommes désolés, mais nous ne disposons d'aucun schéma d'émetteur-récepteur 144 MHz correspondant très exactement à ce que vous recherchez. Nous ne pouvons que vous proposer le montage de transceiver FM 144-146 MHz à synthétiseur décrit dans notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'amateur », 11e édition, à partir de la page 505 (en vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). Néanmoins, ce montage déjà fort complexe ne comporte pas de scanner.

Par ailleurs, ne vous y trompez pas : Si on a **satisfaction d'avoir construit soi-même,** c'est généralement une solution onéreuse ! Nous ne parlerons pas des difficultés à se procurer certains composants **à l'unité,** ou des composants de remplacement (le cas échéant), du prix de certains transistors ou circuits intégrés toujours pour la même raison (achat à l'unité !), des difficultés de réalisation mécanique (coffret, compartimentage, dispositifs de commande) ou de fabrication des platines de circuits imprimés, etc.

Nous ne parlerons pas non plus des nombreux appareils de mesure nécessaires. Car il ne s'agit pas uniquement de construire, il faut aussi pouvoir régler et mettre au point...

Certes, il ne faut pas compter sa propre main-d'œuvre ! Malgré cela, malheureusement, on arrive toujours à une somme totale qui dépasse très largement le prix de vente d'un appareil commercial **équivalent.** Bien sûr, tout cela est assez décevant, voire très attristant ; mais il en est ainsi, l'expérience l'ayant prouvé à maintes reprises. A notre avis, cela est essentiellement dû aux prix excessifs des composants de qualité vendus à l'unité et aux difficultés d'approvisionnement. En électronique, il en est très exactement comme si l'on voulait construire son automobile en achetant toutes les « pièces détachées » nécessaires ; dans ce domaine aussi, le calcul a été fait !

Comme nous le disions au début, c'est une entreprise qui ne peut qu'apporter à l'amateur la satisfaction d'avoir construit son appareil lui-même ; mais ce n'est pas une solution de facilité... ni d'économie.

●

RR – 05.04 : M. Alain TRAVARD, 38 VIENNE :

1° désire prendre connaissance de schémas d'amplificateurs BF stéréophoniques de forte puissance... ;

2° souhaite obtenir des renseignements complémentaires concernant le générateur d'ultrasons décrit dans notre n° 1583.

1° Nous pouvons vous suggérer deux montages d'amplificateurs BF stéréophoniques, l'un de 2 × 80 W décrit dans les numéros 1678 (p. 131 et suivantes) et 1679 (p. 131 et suivantes), l'autre de 2 × 150 W décrit dans les numéros 376 (p. 45 et suivantes), 378 (p. 74 et suivantes) et 396 (p. 95) de Radio-Plans.

2° Concernant le générateur d'ultrasons décrit dans le n° 1583 :

a) Selon l'auteur, le transformateur utilisé et dont la description est donnée dans le texte peut fournir 75 VA, permettant ainsi une alimentation du transducteur jusqu'à 60 W ; par conséquent, une simple règle de trois dit que pour un transducteur de 75 W, il vous faut envisager l'emploi d'un transformateur d'alimentation susceptible de délivrer 93,75 VA, soit 100 VA. Pour 24 V eff., cela donne donc 4,2 A eff. ; néanmoins vous pouvez prévoir plus large pour une plus grande marge de sécurité, le transformateur n'imposant rien et ne débitant que ce qu'on lui demande !

b) Il ne faut pas envisager de supprimer un oscillateur, puisque l'un pilote l'autre (si l'on peut s'exprimer ainsi) ; relisez l'article. Quant à l'ajustage de la fréquence sur 25 kHz, cela doit être possible avec les valeurs indiquées pour les composants P2 C6 (voir texte page 220).

c) Un réglage de la puissance de sortie pourrait être envisagé en utilisant plusieurs résistances R_5 de diverses valeurs et commutées par un inverseur à **n** positions (**n** = nombre de résistances R_5 de valeurs différentes).

●

RR – 05.03-F : M. Robert PLAVINET, 49 SAUMUR, désire obtenir les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDA 1006 et TDA 1170.

Voici les renseignements demandés :

TDA 1006 : Régulateur de vitesse pour magnétophone avec arrêt automatique et indicateur d'arrêt. Tension d'alimentation = 14 V ; intensité de sortie pour le moteur = 250 mA ; courant de sortie indicateur d'arrêt = 40 mA min. (Doc. R.T.C.).

TDA 1170 : Circuit intégré destiné au balayage vertical des téléviseurs noir et blanc ou couleur ; il comporte les fonctions suivantes : circuit de synchronisation ; oscillateur générateur de rampe ; amplifi-

(Suite page 107.)

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI A DES «PRIX DINGUES»
Fabrication japonaise



• **Platine tourne-disque grande marque.** Entraînement courroie ....540 F
Photo non contractuelle



Dim. : 440 x 240 x 58 mm
• **Amplificateur stéréo grande marque.** 2 x 40 W. 8 Ω ....790 F

• **Tuner PO-GO-FM stéréo** (même présentation). Extra-plat. Accord par diodes électroluminescentes.
Prix ....690 F



• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** Indicateurs d'accord et de niveau signal.
Prix ....**590 F**
(Photos non contractuelles)



• **Platine K7 stéréo.** Chargement frontal. Dolby. Sélecteur de bandes «Métal/Chrome». Vu-mètres. Touches douces.
Prix ....**790 F**

• Mini-chaîne stéréo intégrée •

«RADIOLA»



• Amplificateur 2 x 8 W.
• Tuner GO-FM stéréo.
• Platine-disques.
• Platine K7.
• 2 enceintes acoustiques.
• Meuble.

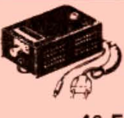
L'ensemble ....**1590 F**

ELECTROPHONE STEREO



2 x 3 W. réglages grave/aigu. Balance. Platine TD 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi. Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω ....**390 F**
Même modèle avec changeur tous disques ....**490 F**
Electrophone mono ....**340 F**

ALIMENTATIONS SECTEUR



Entrée : 110/220 V + ou – à la masse.
Sorties : 3, 6 ou 9 V. 300 mA, avec multiprise ....46 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES

50 W. 2 voies. H 500 x L 265 x P 206 mm. **La paire** ....490 F

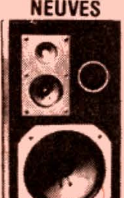
60 W. 3 voies H 570 x L 265 x P 206 mm. **La paire** ....690 F

70 W. 3 voies. H 685 x L 320 x P 240 mm. **La paire** ....990 F

120 W. 3 voies. 6 HP H 935 x L 320 x P 240 mm. **La paire** ....1290 F

170 W. 3 voies. 6 HP H 1045 x L 320 x P 240 mm. **La paire** ....1950 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



20 W, 2 voies H40 x L24 x P16 **La paire** ....200 F
40 W, 3 voies façade amovible **La paire** ....390 F
60 W, 2 voies façade amovible H42 x L26 x P21,5 cm **La paire** ....450 F
50 W, 3 voies façade amovible H49 x L27 x P22 **La paire** ....480 F
60 W, 3 voies façade amovible H52 x L29 x P22 **La paire** ....600 F

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo. Avance rapide. 2 prises casques. Prise alimentation extérieure. Livré avec mini-casque et bandoulière.
Prix .... **179 F**

MAGNETO K7 «CROWN»



Enregistrement/lecture. Piles/secteur. Micro incorporé, compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.
Prix ....**340 F**

RADIO K7 STEREO «TOSHIBA RT 120S»
Exceptionnel!



PO-GO-OC-FM K7 stéréo. Piles. Secteur.
Ecoute : radio, K7.
Enregistrements : Emissions radio, micro incorporé et micro extérieur. A partir d'un ampli. Arr. automatique.
Dim. 440 x 240 x 118 mm. 4 haut-parleurs ....**880 F**

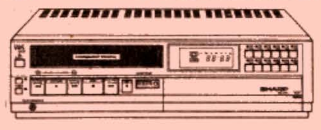
RADIO K7 - Stéreo

PO GO FM K7 stereo Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne télescopique.
Prix exceptionnel ....**680 F**
(Photo non contractuelle)
PO-GO-FM-OC K7 stéréo ....**780 F**

PROGRAMMATEURS 3500 W - 220 V

Programmation sur **24 heures**
Prix..........**130 F**
Programmation sur **7 jours**
Prix..........**160 F**

MAGNETOSCOPE SHARP VHS/SECAM



Clavier électronique. Prise caméra. **ARRET SUR IMAGE.** Avance/retour rapide. Retour auto en fin de cassette. programmable 7 jours.
Avec télécommande 4 heures avec E240.
PROMO ....**6490 F**

PROMOTION TÉLÉVISEURS COULEURS
NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL
RADIOLA



36 cm (RK 301-21) Radiola	**2750 F**
36 cm. Télécommande (RK 321-22). Radiola	**2990 F**
51 cm PAL-SECAM. **TOSHIBA.** Télécommande	**3990 F**
56 cm. Tout écran (RK 703-16)	**3190 F**
66 cm (RK 806-22) Radiola	**3990 F**
66 cm. Télécommande (RK 826-22) Radiola	**4480 F**
67 cm TOSHIBA. PAL SECAM Télécommande	**4390 F**

SUPER PROMOTION
(quantité limitée)
Téléviseurt grande Marque
66 cm. Télécommande
Affichage digital
Prise Péritel **3290 F**

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an
Grande marque française



Téléviseurs noir et blanc
44 cm ....**490 F**
51 cm ....**590 F**
Photo non contractuelle

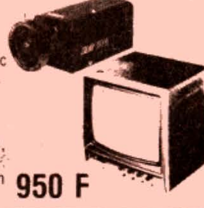
Antenne TV intérieure ....**70 F**

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION



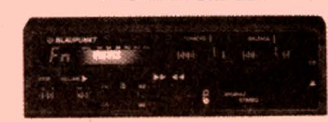
Spécial TELE COULEUR 200 V/A
Entr. 110, sort. 110.
Entr. 220. Sort. 220.
Super affaire ....**520 F**

CAMERA ET MONITEUR VIDEO



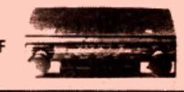
• Caméra fixe avec objectif. Alim. 220 V.
2190 F
• Moniteur vidéo, écran 32 cm, alimentation 220 V. **950 F**

BLAUPUNKT
«AVORIAZ SM 22»



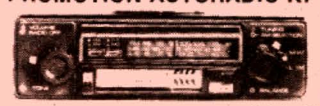
• Autoradio. PO-GO 2 × 5 W. FM et K7 stéréo
• 7 stations préréglées en GO.
• 5 présélections FM.
• Recherche électron. FM/PO.
• Affichage LCD. Possibilité de 4 haut-parleurs.
Prix ....**1090 F**

• AUTORADIO •



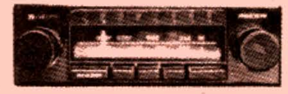
PO-GO-OC-FM.
Prix ....**240 F**

PROMOTION AUTORADIO K7



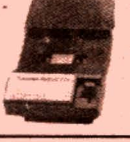
PO-GO-FM stéréo K7 stéréo ....**490 F**
GO-FM stéréo. K7 stéréo. Avec tiroir antivol ....**540 F**
Photo non contractuelle.

AUTORADIO «VOXSON»
Sans précédent : la musique à bas prix...



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix ....**99 F**

ADAPTATEUR



Adaptateur de K7 stéréo pour lecteur de cartouche 8 pistes.
Prix .... **199 F**

LECTEUR DE K7 STEREO



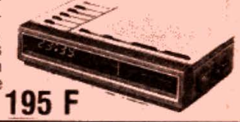
2 x 6 W
179 F

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR

2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix ....**50 F**
Haut-parleur pour voiture. Prix ....**30 F**

CASSETTES
C 60 ferro Radiola ....8 F

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE «RADIOLA»



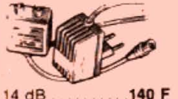
2 gammes d'ondes. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.
195 F

CASQUES STEREOPHONIQUES



• **Modèle avec** interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur ....68 F

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB



se branche directement sur le secteur ....190 F
14 dB ....140 F

Vend au détail, au prix de gros

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. M° Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.
Zone Indust. 1387 route de Gratadis. 83530 AGAY - Tél. (94) 82.83.06.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

HP 7/84

Prix établis au 01.07.84

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

NOUVELLE GAMME de matériel de sécurité et de protection antivol SANS FIL.

— Centrale d'alarme télécommande digitale
— Détecteur de présence à télécommande digitale
— Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
— Emetteur-récepteur

Exemple de prix

COMMANDE A DISTANCE

Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autre applications.
Circuit normalement fermé ou normalement ouvert.
Alimentation récepteur 12 ou 24 V - Alimentation émetteur 9 V
PORTEE 100 m

EMETTEUR **390 F**
RECEPTEUR **755 F**

Dossier complet 15 F en timbres

OUVREZ L'ŒIL... SUR VOS VISITEURS !



PORTIER VIDEO, pour PAVILLONS - VILLA - IMMEUBLE COLLECTIF - CABINET MEDICAL - BUREAUX, etc.

D'UN COUP D'ŒIL... VOUS IDENTIFIEZ VOTRE VISITEUR.



Ce portier vidéo se compose de 2 parties :
PARTIE EXTERIEURE :
— CAMERA étanche avec son système d'éclairage automatique.
PARTIE INTERIEURE :
— ECRAN de visualisation.
— Touches de commande et contrôle de volume.
— Bouton de commande pour ouverture de la gache.
— Fourni avec son alimentation complète.
Documentation complète contre 16 F en timbre.

PRIX... NOUS CONSULTER

SELECTION DE NOS CENTRALES

CENTRALE D'ALARME série 400

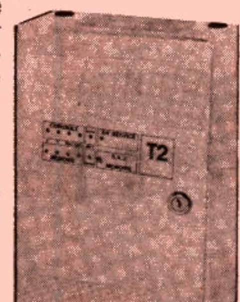
● 3 boucles : 1 instantanée - 1 temporisée - 1 autoprotection.
SURVEILLANCE : 1 boucle N/F instantanée - 1 boucle N/F temporisée - 1 boucle N/F autoprotection 24 h/24 - 3 entrées N/O identiques aux entrées N/F.
Alimentation chargeur 1,5 amp. Réglage de temps d'entrée, durée d'alarme. Contrôle de charge ou contrôle de bande. Mémorisation d'alarme.

1100 F (port SNCF) **SIMPLICITE D'INSTALLATION**
Sélection de fonctionnement des sirènes.

CENTRALE T2

3 zones de DETECTION SELECTIONNABLE
ENTREE : zone A déclenchement immédiat.
MEMORISATION D'ALARME

Zone A déclenchement temporisé. Zone d'autoprotection permanente 24 h/24. 2 circuits d'analyses pour détecteurs inertiels sur chaque voie - Temporisation sortie/entrée. Durée d'alarme réglable. Alimentation entrée : 220 V. Sortie 12 V 1,5 amp. régulé en tension et en courant. Sortie alimentation pour détecteur infrarouge ou hyperfréquence. Sortie préalarme, sortie alarme auxiliaire pour transmetteur téléphonique ou éclairage des lieux. Dimensions :
H 315 × L 225 × P 100 **1900 F** port dû



CENTRALE T4

5 zones de détection sélectionnable : 3 zones immédiate, 1 zone temporisée. 1 zone d'autoprotection 24 h /24.
4 circuits analyseurs sur chaque voie, contrôle de zone et mémorisation.
H 430 × L 300 × 155 **2700 F** port dû

CENTRALE D'ALARME 410

5 zones sélectionnables 2 par 2 sur la face avant, 2 zones de détection immédiate. 2 zones de détection temporisée. 1 zone d'autoprotection, chargeur 12 V 1,5 amp. Voyant de contrôle de boucle, mémorisation d'alarme et test sirène. Commande par serrure de sécurité cylindrique.
Dim. H 195 × L 180 × P 105. PRIX **2250 F** port dû

DOCUMENTATION COMPLETE SUR TOUTE LA GAMME CONTRE 16 F en timbres
NOMBREUX MODELES EN STOCK DISPONIBLE

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.
Non homologué. **Prix 1 250 F. Quantité limitée.**
Frais port 45 F

EROS P2B
homologué PTT
' n^os d'appel avec message enregistré
3 450 F
Frais port 45 F
NOUVEAU!!
STRATEL
4 numéro d'appel
2 voies d'entrée
Consommation en veille 1mA
PRIX NOUS CONSULTER

CENTRALE BLX 06

UNE petite centrale pour appartement avec 3 entrées : normalement fermé :
● immédiat
● retardé
● autoprotection
Chargeur incorporé 500 m/A
Contrôle de charge
Contrôle de boucle
Dimensions 210 × 165 × 100 mm
Port 35 F

PRIX EXCEPTIONNEL JUSQU'AU 15 JUILLET **590 F**

RADAR HYPERFREQUENCE

BANDE X
AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.



980 F frais de port 40 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique
12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL
210 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE
électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F

1 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué



Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement. Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F
PRIX 270 F

DETECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X



Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace. S'adapte sur toutes nos centrales d'alarme. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

NOUVEAU MODELE « PANDA » **1450 F** Frais d'envoi 40 F
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule).
Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.
PRIX : nous consulter
Document. complète contre 10 F en timbres (Non homologué) Vente à l'exportation.

DETECTEUR DE PRESENCE

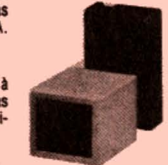
BANDE X

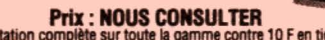
Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR



MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

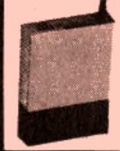
RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.





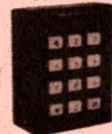
Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR



depuis **450 F**
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306



● Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc. ● Commande à distance codée en un seul boîtier ● 11880 combinaisons ● Codage facile sans outils ● Fonctions : repos/travail ou impulsion ● Alimentation 12 V ● Dimensions 56x76x25 mm

360 F nous consulter

RECEPTEUR MAGNETOPHONES



— **Enregistre** les communications en votre absence.
AUTONOMIE :
4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.
PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

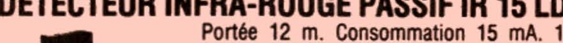
CENTRALE BLX 03

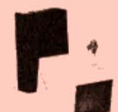
ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60".
SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre.
Durée d'alarme 3', réarmement automatique
TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant demémoris. d'alarme



950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD







Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : **950 F**
Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL portée 75 mètres



Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN



450 F Frais d'envoi 25 F

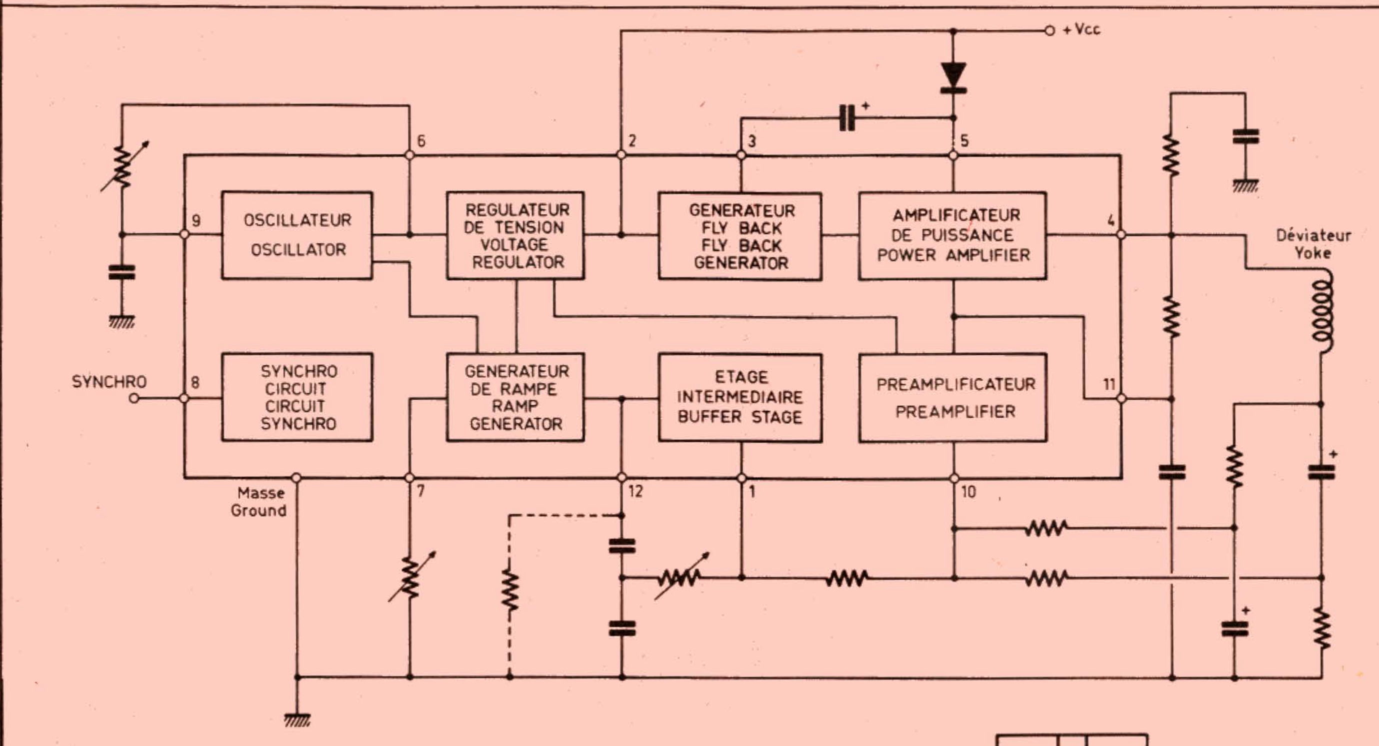
BLOUDEX ELECTRONIC'S

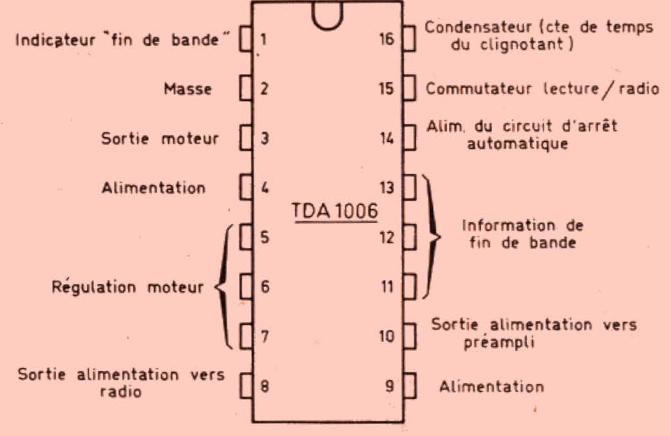
141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

(Suite de la page 102.)





cateur de puissance ; doubleur de tension pour l'impulsion de retour ; stabilisation de la tension d'alimentation. Tension d'alimentation max. = 35 V ; tension max. durant le retour = 60 V ; courant crête à crête max. de balayage à 50 Hz = 1,5 A (doc. EFCIS).

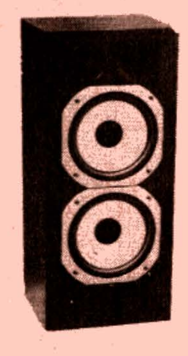
Les brochages de ces circuits intégrés sont représentés sur la figure RR-05.03.

DEVENEZ COLLABORATEUR DU HAUT-PARLEUR

Vous êtes ingénieur ou technicien en électronique
Vous travaillez dans un laboratoire de recherche ou d'applications
Vous aimez écrire
Vous êtes passionné par l'audio, la vidéo ou toute autre application grand public (présente ou future) de l'électronique
Vous aimeriez faire partager votre enthousiasme à nos lecteurs
Envoyez votre curriculum vitæ et le titre des sujets que vous souhaitez traiter à :

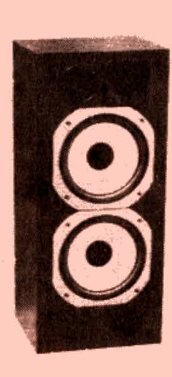
LE HAUT PARLEUR
secrétariat de rédaction,
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris

Sélection de chaines HIFI









CHAINE DUAL CV 1460

Cette chaîne comprend :

– un amplificateur **DUAL CV 1460,**
– une table de lecture **AKAI AP-Q 310,**
– deux enceintes acoustiques **3A - ACADEMIC 90.**

L'amplificateur DUAL CV 1460 :
Puissance : 2 × 95 W.
Réponse en fréquence : 10 à 60 000 Hz.
Distorsion : 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono, 68 dB ; aux., 88 dB.

La table de lecture AKAI AP-Q 310 :
Platine tourne-disque automatique à entraînement direct.
Fluctuations : 0,04 %.
Rapport signal/bruit : 73 dB.

L'enceinte acoustique 3A - ACADEMIC 90 :
Enceinte à 3 voies.
Puissance : 90 W.
Rendement : 95 dB/1 W/1 m.

CHAINE DUAL 1260

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DUAL CV-1260,**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS-706.**

L'amplificateur DUAL CV 1260 :
Puissance : 2 × 60 W.
Réponse en fréquence : 10 à 45 000 Hz.
Distorsion : 0,03 %.
Rapport signal/bruit : phono, 64 dB ; aux., 82 dB.

La table de lecture DUAL CS 514 :
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Pleurage et scintillement : 0,08 % (DIN).
Rapport signal/bruit : 68 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS-706 :
Enceinte à 3 voies.
Puissance : 60 W.
Bande passante : 43 à 20 000 Hz.

CHAINE LUXMAN L 200

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN L 200,**
– une table de lecture **TECHNICS SLB 210,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS-706.**

L'amplificateur LUXMAN L 200 :
Puissance : 2 × 40 W.
Distorsion : 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono, 95 dB - aux., 105 dB.
Bande passante : 10 à 100 000 Hz.

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS-706 :
(Voir chaîne DUAL 1260).

CHAINE LUXMAN 190

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN L 190,**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS-340.**

L'amplificateur LUXMAN L 190 :
Puissance : 2 × 30 W/8Ω
Bande passante : 12 à 96 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 93 dB.

La table de lecture DUAL CS-514 :
(Voir chaîne DUAL 1260).

CHAINE DENON 730

Cette chaîne cimprend :
– un amplificateur **DENON PMA 730,**
– une table de lecture **AKAI AP-Q 310,**
– deux enceintes acoustiques **3A-360.**

L'amplificateur DENON PMA 730 :
Puissance : 2 × 60 W/8 Ω.
Distorsion : 0,009 %.
Rapport signal/bruit : phono, 86 dB ; aux., 106 dB.

La table de lecture AKAI AP-Q 310 :
(Voir chaîne DUAL 1460).

L'enceinte acoustique 3A - 360 :
Puissance : 60 W.
Bande passante : 35 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.

CHAINE DENON 710

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DENON PM A 710,**
– une table de lecture **AKAI AP-Q 310,**
– deux enceintes acoustiques **3A 340.**

L'amplificateur DENON PM-A 710 :
Puissance : 2 × 40 W/8 Ω.
Distorsion : 0,003 %.
Rapport signal/bruit : phono, 78 dB ; aux., 85 dB.

La table de lecture AKAI AP-Q 310 :
(Voir chaîne DUAL 1460).

L'enceinte acoustique 3A-340 :
Puissarce : 50 W.
Bande passante : 35 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.

Initiation à la pratique de l'électronique

REALISATION D'UNE ALIMENTATION SECTEUR

L'alimentation prend une place importante en électronique, que ce soit dans un montage isolé ou dans un laboratoire... Chaque circuit, en effet, a besoin d'être alimenté par un courant donné sous une tension bien précise.
Si la puissance demandée est plutôt faible, une alimentation avec redressement mono-alternance et filtrage résistance-condensateur sera bien suffisante ; et au cas où une régulation serait nécessaire, une diode Zener ferait parfaitement l'affaire.
Si la puissance à fournir est plus élevée, une régulation intégrée pourra être adoptée, vu que cette solution aplanit beaucoup d'obstacles, qu'ils soient économiques et techniques, ou qu'ils concernent la fiabilité. La majorité de ces circuits intégrés sont protégés contre les surcharges.
Ainsi, en rassemblant quelques éléments, on réalise sans problème une alimentation qui rendra de nombreux services.
On n'insistera jamais trop sur la nécessité d'utiliser un transformateur abaisseur : sa principale qualité est d'isoler le montage du secteur. Sa présence est indispensable.

Choix du transformateur

Nous ne parlerons pas de la fabrication du transformateur. A ceux qui seraient intéressés par cette entreprise, nous leur conseillons de se reporter à un livre spécialisé tel que *La construction des petits transformateurs* de Marthe Douriau (Editions ETSF, collection Technique poche).

Rappelons que pour le choix du transformateur il faut considérer les tensions primaire et secondaire, le courant secondaire, enfin la puissance. Cette dernière est égale au produit du courant secondaire par la tension secondaire. Ces caractéristiques suffisent comme indication pour le revendeur de composants électroniques.

Dans certaines applications, où la puissance demandée est plutôt faible, le débutant pourra faire l'acquisition d'un transformateur type « sonnette » que l'on trouve à très bon marché dans certaines grandes surfaces spécialisées dans le bricolage.

Des amateurs confirmés utiliseront des transformateurs de récupération provenant d'un ancien récepteur radio ou d'un téléviseur « à tubes ». Ce transformateur peut être celui de l'alimentation dans lequel ils utiliseront les enroulements basse tension (6,3 V et 5 V) qu'ils pourront associer en série pour obtenir une tension plus élevée (attention à la phase pour ce branchement), les anciens transfos « image » de téléviseurs peuvent également fournir une tension intéressante pour l'alimentation des circuits à transistor (primaire 15 H, 500 Ω ; secondaire 5 Ω, rapport de transformation 14).

La grosseur du fil de l'enroulement secondaire donne une idée sur le courant que l'on peut tirer d'un transformateur donné. La section en millimètres du fil du secondaire doit être au moins égale à $0,8\sqrt{I}$, I étant en ampères. Si le courant I demandé à l'alimentation est de 2 A, la section s du fil secondaire sera au moins égale à 1,13 mm ($0,8\sqrt{2}$). La formule correspondante pour le calcul de I, connaissant s, est :

$$I = 1,56\ s^2.$$

Ainsi, dans le cas où la section de l'enroulement secondaire serait de 0,25 mm, le courant secondaire ne devrait pas dépasser 97 mA
$[1,56 \times (0,25)^2 = 0,0975\ \text{mA}]$

Les dimensions du transformateur fournissent également un renseignement en ce qui concerne la puissance fournie. On se souvient que plus la puissance demandée est élevée, plus le transformateur est gros. Si la puissance (en watts) fournie par le secondaire est P_S, la section S (en cm^2) du noyau est :

$$S = 1,25\sqrt{P_S}.$$

Un transformateur de 10 W a un noyau de section sensiblement égale à

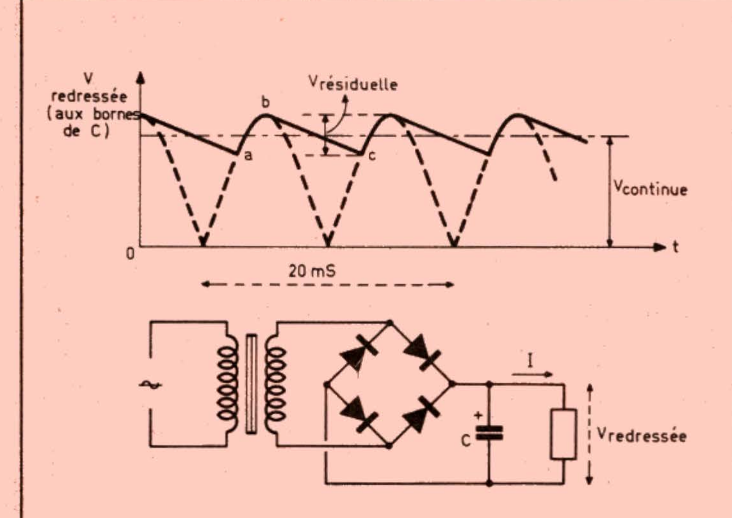
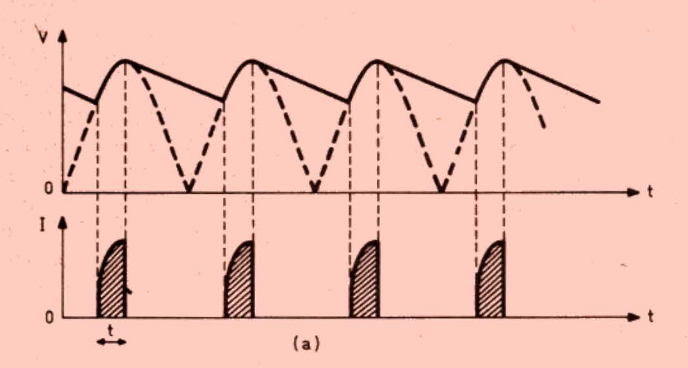


Fig. 1. – La tension redressée se compose d'une tension continue à laquelle se superpose une tension alternative résiduelle. L'amplitude de celle-ci a été fortement exagérée ci-dessus. Le condensateur se charge à chaque crête (ab), puis se décharge plus ou moins rapidement (bc) suivant les valeurs de C et de I.



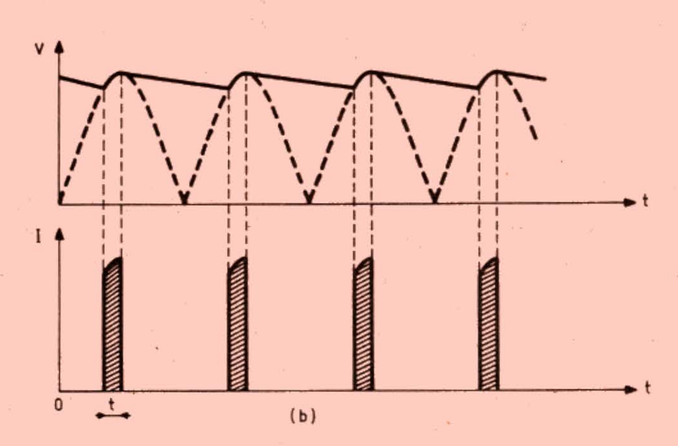


Fig. 2. – Pour une même quantité d'électricité fournie, le courant I traversant chaque diode sera d'autant plus élevé que le temps de passage t dans cette diode sera plus court (Q = I × t).

4 cm² (1,25 × $\sqrt{10}$). La formule correspondante pour le calcul de P_S, connaissant S, est :

$$P_S = 0,64\ S^2.$$

Pour être complet, ajoutons que le nombre de spires par volt d'un enroulement est aussi une caractéristique utile, cette quantité est fonction de l'induction magnétique dans le noyau (elle est couramment égale à 1 Tesla), elle dépend également de la section S de ce noyau. La formule théorique est :

$$n/v = \frac{10^4}{4,44 \times B \times S \times F}$$

avec B = 1 Tesla, S en cm² et F la fréquence du secteur, soit 50 Hz. Cette formule se simplifie pour un transformateur d'alimentation alimenté par du 50 Hz : n/v = 45/S. Prenons un exemple :

S = 4 cm², la tension primaire est de 220 V, au secondaire elle est de 12 V. Le nombre de spires par volt pour ce noyau est donc 45/4, soit 11,25. Le nombre de spires du primaire se monte à 2 475, celui des spires secondaires est de 135.

Choix du redressement

Redressement mono-alternance ou bi-alternance ? Cela dépend du courant demandé par le montage à alimenter. On n'adopte le redressement mono-alternance que lorsque ce courant est très faible.

Montage en pont (4 diodes), ou montage avec deux diodes et transformateur à secondaire à point milieu ? On utilisera de préférence le premier, en réservant le second aux redressements de tensions faibles, puisque la chute de tension en direct n'est que de 0,7 V au lieu de 1,4.

Quant aux diodes, elles seront bien entendu du type « redressement », dont les valeurs caractéristiques sont suffisantes pour supporter, premièrement, le courant à fournir par l'alimentation et, deuxièmement, la tension inverse de crête appliquée à la diode pendant la période de non-conduction. Cette tension inverse sera au moins égale au double de la tension crête du secondaire.

Si la tension efficace aux bornes du secondaire est de 12 V, la valeur crête est de 17 V et la tension que devra supporter la diode devra être au moins égale à 34 V. Dans la majorité des cas les diodes de redressement ont une tension inverse assez élevée pour supporter les tensions utilisées généralement dans les montages électroniques.

Choix des condensateurs

Le condensateur situé immédiatement après le redresseur a une valeur qui dépend principalement du courant redressé, de la période du secteur et de la tension alternative résiduelle.

Contrairement à ce qu'on pourrait penser, il est assez facile d'avoir une idée sur l'amplitude de cette tension alternative résiduelle. On sait que celle-ci est due à la décharge de C entre deux crêtes d'alternance (fig. 1). Il est évident que pour un redressement mono-alternance, cette tension a une amplitude plus élevée que pour un redressement bi-alternance (pour un même courant redressé).

A chaque crête d'alternance, le condensateur se charge d'une certaine quantité d'électricité Q. Entre deux crêtes de ten-

sion (c'est-à-dire pendant 10 ms), le condensateur se décharge de cette même quantité Q dans le circuit d'utilisation. Pour le calcul de V, on part de la formule classique Q = CV, soit V = Q/C avec Q égale au produit du courant fourni au circuit alimenté par le temps pendant lequel dure cette décharge (Q = I t), ce qui donne

$$V = \frac{I \times t}{C}$$

avec V la tension crête à crête résiduelle en volts, I le courant fourni par l'alimentation en ampères, C la capacité du condensateur en farads, et t égal sensiblement à une demi-période soit 0,01 s pour le secteur 50 Hz. Une formule dérivée, plus pratique est :

$$V_{(v)} = \frac{10\ I(mA)}{C\ (\mu F)}$$

Si le courant donné par l'alimentation est de 150 mA, et que le premier condensateur (C_1) a une valeur de 1 500 µF, il faut s'attendre à une tension alternative résiduelle de l'ordre de

$$\frac{10 \times 150}{1\ 500}$$

= 1 V crête à crête.

Il est important de remarquer que les diodes de redressement ne fournissent un courant que pendant un temps très court, et que cette pointe d'intensité est d'autant plus courte, et donc plus élevée, que le condensateur est plus grand (fig. 2). C'est pour cette raison qu'apparaît sur le catalogue des constructeurs une caractéristique importante : I_{FRM}.

C'est le courant direct de crête répétitif maximal, ou courant direct de pointe.

Il est intéressant aussi de noter qu'à la mise sous tension de l'alimentation, le courant que donne la diode est très élevé puisque pratiquement le condensateur n'est pas chargé et que le courant n'est alors limité que par la résistance ohmique du secondaire du transformateur d'alimentation. On appelle ce courant : courant direct de surcharge ou courant direct de crête non répétitif maximal (I_{FSM}).

Que ces propos ne fassent pas hésiter les débutants lors du choix d'une diode de redressement. Pour un montage classique, ils choisiront sans problème une 1N4148, ou un type semblable. Cette diode peut fournir un courant direct pouvant aller jusqu'à 200 mA, sa tension inverse maximale est de 75 V, sa puissance dissipée ne doit pas dépasser 0,5 W (tension directe × courant moyen traversé). Quant aux caractéristiques I_{FRM} et I_{FSM}, elles sont respectivement 450 mA et 2 ampères.

Mais revenons au condensateur C_1 placé après le redresseur. On est ici devant un choix entre la valeur de la capacité et celle de la tension résiduelle. Généralement le nombre de microfarads de C_1 est situé entre 2 à 5 fois la valeur du courant d'alimentation (en milliampères). Cette valeur est doublée pour un redressement mono-alternance. Ainsi, pour un courant de 200 mA, C est choisi entre 400 et 1 000 µF. Ce condensateur est du type « polarisé ».

Une alimentation économique (fig. 3), se composera d'un transformateur (obligatoire), du redresseur (1 à 4 diodes), du condensateur dont nous venons de parler, suivi d'une ou plusieurs cellules de filtrage pour parfaire l'élimination de la composante alternative résiduelle (voir *le Haut-Parleur* n° 1704). La partie filtrage, à bobine ou à résistance, sera avantageusement remplacée par un circuit de régulation intégré.

Régulateurs intégrés

L'emploi de régulateurs intégrés est intéressant car on remplace d'un seul coup le ballast, la Zener de référence et toute la circuiterie environnante. Il existe de nombreux types de régulateurs basse tension. Les plus répandus sont sans doute ceux de la série 7 800 capables de fournir des tensions allant de 5 à 24 V suivant le modèle. Par exemple, le type 7805 est utilisé pour les alimentations +5 V.

On représente un régulateur par un carré dont sortent trois connexions : l'entrée, la sortie et la masse. Il est à remarquer la présence de deux condensateurs. Ceux-ci devront être placés le plus près possible du boîtier.

Physiquement, les régulateurs de la série 78 se présentent sous trois boîtiers différents : TO-5 (pouvant fournir jusqu'à 200 mA), TO-3 et TO-220 (ces deux derniers pouvant supporter un courant de sortie allant jusqu'à 1 ampère), mais ceux-ci devront être fixés sur un radiateur afin de dissiper la chaleur émise.

Le même type de régulateur est vendu par différentes marques et porte donc une dénomination variant suivant le fabricant.

Ainsi le 7805 peut s'appeler : µA 7805, LM 7805, SG 7805...

Nous donnons sur le tableau 1 les principales caractéristiques de ces régulateurs.

Il existe également une série 7900 dont la tension de sortie est négative par rapport au point de masse. Les valeurs sont les mêmes que pour la série 7800, mise à part la polarité. Ainsi le 7905 fournit une tension de − 5 V, cette tension étant garantie par le constructeur entre − 4,8 et − 5,2 V. La tension maximale d'entrée ne doit pas dépasser −10 V (voir un

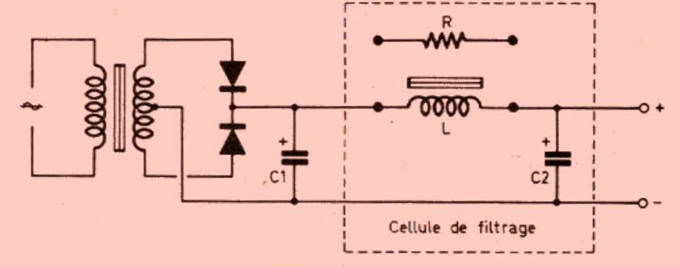


Fig. 3. – Schéma d'une alimentation économique. La cellule de filtrage sera avantageusement remplacée par une régulation intégrée.

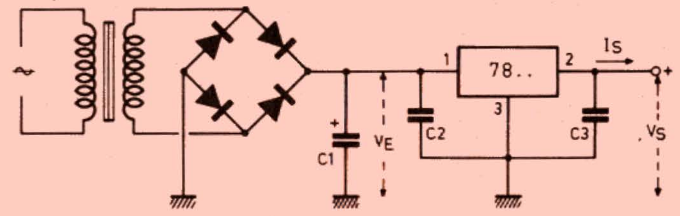


Fig. 4. – Schéma d'une alimentation avec régulation intégrée. Les condensateurs C_2 et C_3 devant être placés le plus près possible du boîtier (C_2 = 0,47 µF ; C_3 = 0,1 µF).

exemple de schéma sur la fig. 5).

Ces circuits intégrés sont protégés contre les courts-circuits. Dès l'apparition d'un courant de surcharge augmentant la température à l'intérieur du boîtier, le courant de sortie est limité à 350 mA (boîtier TO-5). Quant à l'atténuation de la tension alternative résiduelle, elle est garantie à 60 décibels. En clair : cette tension est réduite de 1 000 fois. La résistance inerne est de 17 mΩ (0,017 Ω).

Tensions de sorties multiples

Un régulateur intégré permet également d'obtenir une tension supérieure à sa valeur nominale si on lui adjoint une diode Zener. Sur l'exemple donné figure 6, la diode Zener est de 7,5 V (1/4 de watt), la tension de sortie V_s est de 12,5 V. En court-circuitant cette diode, V_s revient à 5 V.

Il est possible, en s'inspirant du même schéma, d'obtenir une alimentation de plusieurs tensions avec quelques diodes Zener et un contacteur à plusieurs positions (fig. 7).

Autre possibilité : utilisation d'un pont de résistances (fig. 8). Il faut savoir que le courant sortant de la connexion masse (3) est de 5 mA. On en tiendra compte pour le calcul du pont.

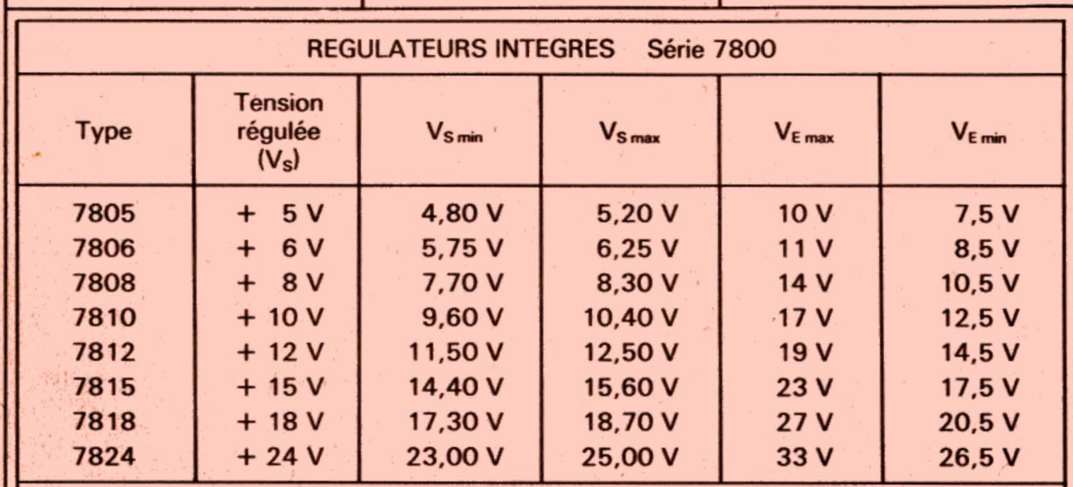
Si nous voulons une tension de +18 V tout en employant un 7805, la chute de tension aux bornes de R_1 devra être de 13 V. La valeur de R_1 sera donc trouvée en divisant 13 V par la somme des courants la traversant (5 mA + courant traversant le pont). La valeur de R_2 sera : 5 V divisé par I pont.

Tension de sortie réglable

En introduisant un potentiomètre dans le circuit de pont, nous aurons en sortie une tension réglable (fig. 9). Mais il existe un régulateur intégré très intéressant si on veut obtenir une tension régulée réglable, c'est le circuit idéal pour la réalisation d'une alimentation stabilisée de laboratoire. Il s'agit du LM 317 pouvant fournir une tension réglable de 1,2 à 37 V (pour une tension de 40 V à l'entrée), le courant de sortie peut atteindre 200 mA (en boîtier TO-5) ou 1 A (en boîtier plat TO-220). L'atténuation de la résiduelle alternative est de 80 dB (fig. 10).

Chargeur de batterie

Les circuits intégrés dont nous venons de parler conviennent parfaitement pour obtenir une alimentation à courant constant dont une application est la charge des accumulateurs cadmium-nickel. Le schéma type est donné sur la figure 11. La résistance R dé-



REGULATEURS INTEGRES Série 7800

Type	Tension régulée (V_S)	$V_{S\,min}$	$V_{S\,max}$	$V_{E\,max}$	$V_{E\,min}$
7805	+ 5 V	4,80 V	5,20 V	10 V	7,5 V
7806	+ 6 V	5,75 V	6,25 V	11 V	8,5 V
7808	+ 8 V	7,70 V	8,30 V	14 V	10,5 V
7810	+ 10 V	9,60 V	10,40 V	17 V	12,5 V
7812	+ 12 V	11,50 V	12,50 V	19 V	14,5 V
7815	+ 15 V	14,40 V	15,60 V	23 V	17,5 V
7818	+ 18 V	17,30 V	18,70 V	27 V	20,5 V
7824	+ 24 V	23,00 V	25,00 V	33 V	26,5 V

Courant de sortie : 200 mA (boîtier TO-5)
1 A (boîtiers TO-3 ou TO-220)

TO-5 TO-3 TO-220

borne 3 au boîtier

1 : entrée
2 : sortie
3 : commun

disposition des sorties (vu de dessous)

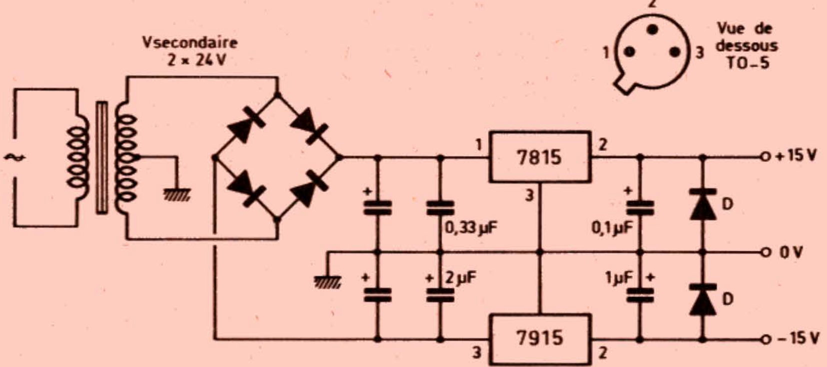


Fig. 5. – Exemple d'alimentation utilisant un régulateur de la série 7900. Noter que les sorties du boîtier ne sont pas les mêmes que pour la série 7800 (D = 1N4001 ou similaire. – Schéma d'origine Fairchild).

termine le courant constant de charge. Celui-ci est égal à la somme du courant de sortie et du courant de repos (5 mA environ) du circuit régulateur. De cette relation, on en tire la formule pour trouver la résistance :

$$R = \frac{V\ nominale}{I\ charge - 5\ mA}$$

Pour charger un accumulateur avec un courant constant de 50 mA en utilisant un 7812, la valeur de la résistance sera :

$$\frac{12\ V}{0{,}045\ A} \simeq 267\ \Omega$$

La tension aux bornes de l'accu sera égale à la somme de la tension V_E et de la tension nominale du circuit régulateur, dont on déduira la chute de tension interne de ce régulateur, soit 2,5 V environ.

Doubleurs de tension

Ils présentent un intérêt lorsque la tension alternative n'est pas assez élevée. Les plus courants sont le montage Schenkel (fig. 12) et le montage Latour (fig. 13). Le fonctionnement de ces doubleurs est très simple. Considérons le premier, la tension secondaire est par exemple de 4 V. Pour une alternance, le point B est positif par rapport à A, le condensateur C_1 se charge à travers D_1 de telle sorte qu'à la fin de cette première alternance, C_1 se trouve chargée à une tension continue égale à 4 V × 1,414, soit 5,65 V. A l'alternance suivante, A est positif par rapport à B. La tension au point C, par rapport au point de masse, est doublement positive. Sa valeur est égale à l'alternance positive de $V_{sec.}$ ajoutée de la tension déjà existante aux bornes de C_1. Le condensateur se charge à

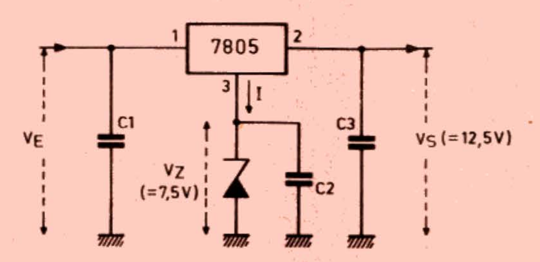


Fig. 6. – La tension de sortie V_S est égale à 5 V plus la tension Zener V_Z ($C_1 = C_2 = 0{,}47\ \mu F$; $C_3 = 0{,}1\ \mu F$).

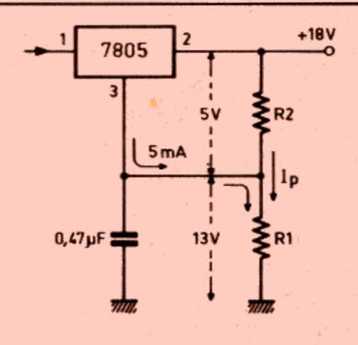


Fig. 8. – Augmentation de la tension de sortie par pont de résistances.

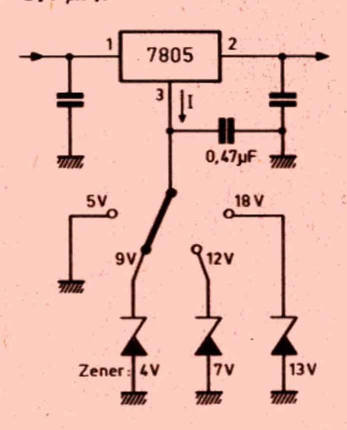


Fig. 7. – Alimentation régulée à tensions multiples. Le courant I est de l'ordre de 5 mA.

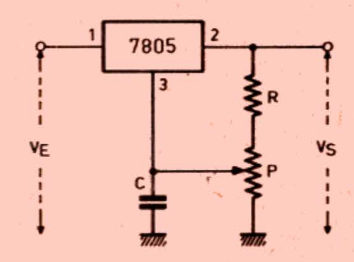


Fig. 9. – La tension de sortie peut être en partie réglable par le potentiomètre P.

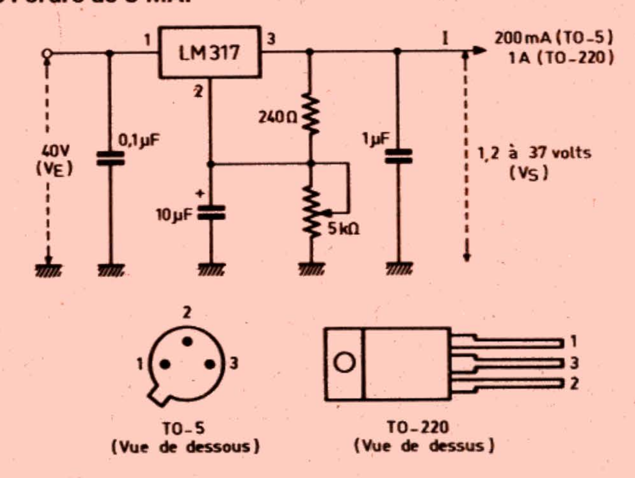


Fig. 10. – Schéma du régulateur fournissant une tension de sortie réglable de 1,2 à 37 V.

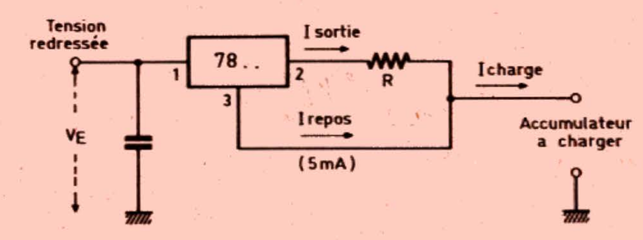


Fig. 11. – Chargeur d'accumulateurs cadmium-nickel.

travers D_2, sa tension aux bornes est égale, d'après ce qui vient d'être dit, à :
$2 \times V_S \times 1{,}414$,
soit pour notre exemple : 11,3 V (moins la chute de tension directe dans les deux diodes). La fréquence de la tension alternative résiduelle est de 50 Hz.

Le fonctionnement du montage Latour est encore plus facile à comprendre. Lorsque A est positif par rapport à B, le condensateur C_1 se charge à travers D_1. Dans le cas opposé, c'est C_2 qui se charge à travers D_2. Le branchement des deux condensateurs est tel que les deux tensions crêtes s'ajoutent. La fréquence de la résiduelle est de 100 Hz.

Schéma complet

La figure 14 représente le schéma complet d'une alimentation basse tension réglable (1,2 à 25 V) pouvant débiter un courant maximal de 200 mA ou 1 A suivant le boîtier du LM 317 (TO-5 ou TO-220). Le transformateur T fournit au secondaire une tension efficace de 24 V, sa puissance est de 6,3 volts-ampères (ou 25 VA pour l'option TO-220). Le condensateur C (10 nF) aux bornes du primaire n'est pas obligatoire, son rôle est d'éliminer les transitoires apportées par le secteur. Sa réactance à 50 Hz est très élevée. Le fusible est calculé pour un courant supérieur de 20 % au courant primaire (ce courant primaire est égal à la puissance demandée divisée par la tension primaire).

Le redressement est réalisé par 4 diodes 1N4148. Une diode électroluminescente sert de voyant. Le condensateur de 10 µF aux bornes du potentiomètre de 5 kΩ améliore la suppression de la tension alternative résiduelle.

J.-B. P.

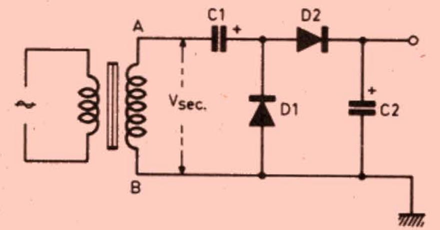


Fig. 12. – Montage doubleur de tension (type Schenkel).

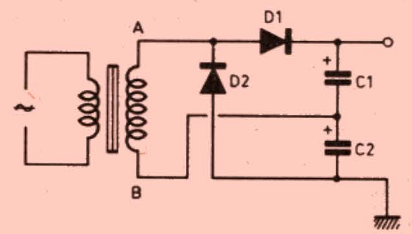


Fig. 13. – Montage doubleur de tension (type Latour).

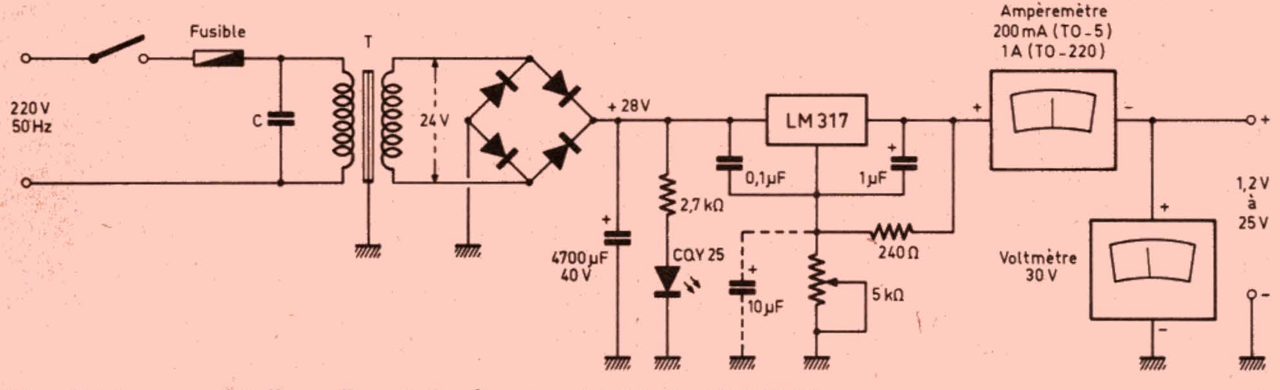


Fig. 14. – Schéma complet d'une alimentation (tension réglable de 1,2 à 25 V).

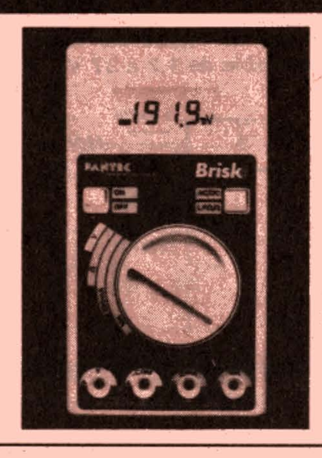
Bloc-notes

LE MULTIMETRE DIGITAL PANTEC : LE BRISK

Cet appareil de présentation simple et compacte associe la fiabilité à la précision, tout en restant d'un emploi aisé, grâce au changement de gamme automatique.

L'emploi de la technologie CMOS-LSI et d'un afficheur 3 1/2 digits assure de hautes performances pour un prix extrêmement séduisant.

Le BRISK réunit les fonctions courantes :



– Volts C.C. = 0-1 000 V Auto.
– Volts C.A. = 0-600 V Auto.
– Ampères CC et CA = 0-200 mA.
– Ampères CC et CA = 0-10 A sur entrée séparée.
– Ohm = 0-1 999 kΩ Auto.

Toutes les fonctions sont visualisées sur l'afficheur (mV, V, A, mA, Ω, kΩ, LPΩ, AC) ainsi que le mode automatique (Auto), l'inversion du signe (–) le dépassement de gamme (1 clignotant) et l'usure des piles (BATT).

Le BRISK possède un signal sonore indiquant tout changement de fonction et permettant d'effectuer des tests de continuité.

L'autonomie est de 300 heures environ.

Son impédance d'entrée de 10 MΩ lui assure une utilisation quasi universelle.

Le BRISK est fourni avec un jeu de cordons, un fusible de rechange, et une notice d'emploi, détaillée en cinq langues.

Pratique de la Mesure

L'OSCILLOSCOPE

Nos premiers articles de cette rubrique ont été consacrés au contrôleur universel, qu'il soit analogique ou numérique. Ce n'est pas un hasard et c'est parce que nous pensons que cet appareil est le ***premier*** *dans la pratique quotidienne de l'électronique. C'est avec le contrôleur universel qu'il est possible de connaître les conditions de fonctionnement statique d'un montage.*

Or, tout montage ne peut fonctionner dynamiquement que si ces conditions statiques sont assurées. Les dépanneurs ne nous contrediront pas lorsque nous affirmons que les trois quarts des pannes se découvrent avec ce très simple appareil. Quelques mesures de tensions en des points judicieusement choisis, quelques contrôles de continuité suffisent le plus souvent pour remettre en état de marche amplificateurs, téléviseurs et autres appareils ! Il est finalement assez exceptionnel de devoir recourir à la grosse artillerie !

Nous l'avons dit, en son temps : si vous voulez débuter en électronique, achetez donc en premier lieu un bon contrôleur universel puis éventuellement un fer à souder ! Jamais l'inverse !

Le contrôleur suffit dans les trois quarts des cas... Certes, oui, mais il reste... le dernier quart ! Alors là, le contrôleur ne suffit plus. On peut en effet comparer le travail au contrôleur à une recherche en aveugle : Ça brûle ! C'est froid ! C'est plus chaud !...

C'est que l'électricité... ça ne se voit pas ! Le contrôleur nous indique que dans tel composant passe un courant électrique, puisque la tension aux bornes n'est pas nulle, mais il ne nous dit pas... quand et comment.

Pour savoir cela, il nous faudrait un œil électronique, le nôtre ne voyant pas l'électricité. Eh bien, cet œil existe : c'est ***l'oscilloscope !*** *Quel miracle, allez-vous vous écrier. Oui, bien sûr, mais c'est tout de même un tout petit miracle. L'oscilloscope n'est en effet qu'une sorte de voltmètre, assez médiocre d'ailleurs, nous allons le voir, mais extrêmement rapide et possédant un effet de mémoire.*

Supposons, par exemple, que dans ce conducteur passe un courant alternatif de fréquence 1 MHz. 1 MHz donne 1 million d'oscillations par seconde. Nous voudrions suivre ces oscillations pour bien les connaître. Que voulez-vous que fasse le voltmètre à aiguille ! Son inertie est énorme en face de cette rapidité de variation. Il est quasi pétrifié ! Imaginons alors une sorte de voltmètre à inertie nulle, donc sans mécanique : l'aiguille immatérielle peut alors suivre les variations du signal. Parfait ! Mais ses mouvements sont si rapides que, cette fois, c'est notre œil qui ne suit plus et crie grâce ! Il ne peut suivre et... ne voit rien.

Alors, imaginons une plume immatérielle, écrivant presque sans limitation de vitesse et laissant une trace qu'il est possible d'observer, voire d'admirer tout à loisir ! Vous y êtes ! Vous venez d'inventer le tube cathodique, cœur de l'oscilloscope.

I. Le tube cathodique

C'est à la fois la *plume* et le *papier,* dont nous avons parlé dans les lignes ci-dessus ! Le tube à rayons cathodiques est une extension particulièrement séduisante des *lampes radio* inventées, il y a quelque 80 ans par Lee de Forest. Les tubes radio (on dit maintenant *électroniques)* ont quasiment disparus de nos montages, mais le tube cathodique leur apporte une revanche de choix, car il est toujours là et sans doute pour longtemps encore !

Un tube cathodique est une ampoule de verre de forme allongée, presque parfaitement vide d'air et comportant plusieurs structures internes (fig. 1).

1. Le canon à électrons

Un filament est porté au rouge par passage d'un courant électrique et effet Joule. La chaleur dégagée porte indirectement au rouge une électrode appelée **cathode.** Cette électrode est garnie d'une substance *électro-émissive* dans ces conditions (oxyde de baryum, par exemple).

Cela veut dire que les électrons *libres* des atomes surchauffés ont une telle agitation qu'ils *sautent* hors de la matière, pour y retomber ensuite, donnant un *brouillard d'électrons,* quasi libérés de la matière.

C'est l'**effet Edison** découvert par cet illustre américain. Sans précaution particulière, les électrons retombent sur la cathode, comme un caillou que l'on jette en l'air et que la planète attire à elle !

Mais si nous plaçons, à quelque distance de la cathode, une électrode polarisée positivement par rapport à elle (et de ce fait appelée **anode),** les électrons libérés vont être attirés par cette anode et vont se précipiter vers elle.

Dans le tube cathodique, différentes électrodes supplémentaires sont ajoutées pour contrôler plus précisément la trajectoire des électrons. Voir figure 1.

a) **Le Wehnelt** (ou grille)

C'est une électrode tubulaire percée, qui entoure la cathode et qui est polarisée **négativement.** Cette électrode tend à repousser les électrons. Elle a ainsi deux effets :

– Faire rebrousser chemin à quelques-uns.
– Resserrer le pinceau des électrons qui arrivent à la franchir.

Le Wehnelt permet essentiellement de régler la densité du faisceau électronique. Il peut aller jusqu'à l'annuler : tension de **cut-off** ou de blocage. Ce sera donc l'électrode de réglage de la luminosité du tube.

b) L'anode de concentration

Cette première anode, à tension positive relativement basse, a une forme telle qu'elle rend le faisceau d'électrons convergent, exactement comme le fait la lentille de l'appareil d'optique. Associée à une tension variable, elle permettra ainsi de régler la finesse de l'impact sur l'écran.

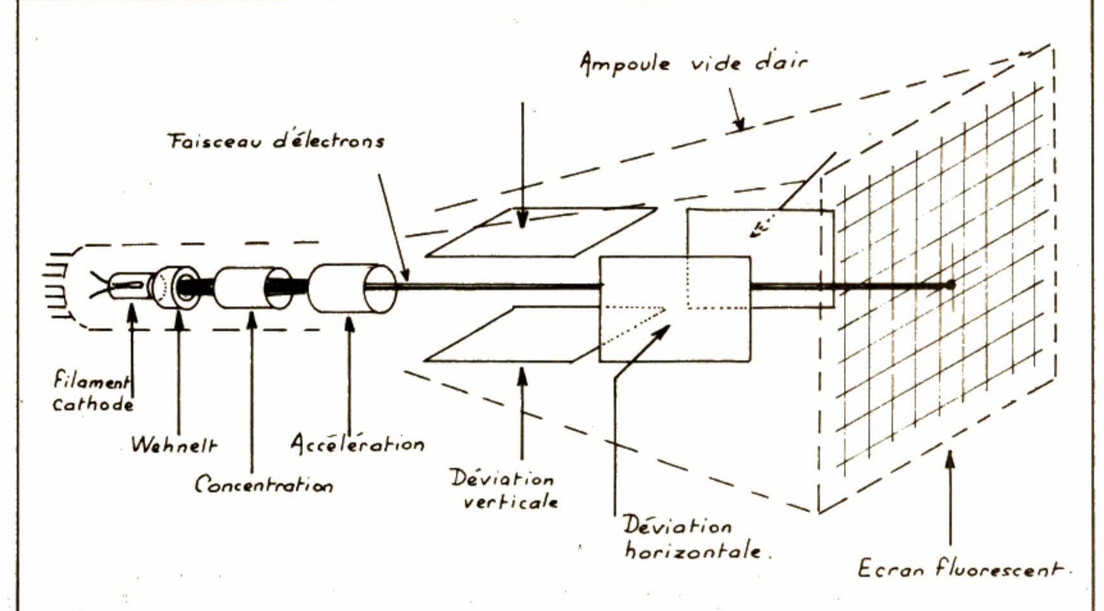


Fig. 1. – Structure interne du tube cathodique.

c) **L'anode d'accélération**

Cette seconde anode polarisée à tension un peu plus élevée a pour but d'augmenter la vitesse des électrons du faisceau afin de lui donner la meilleure *rigidité* possible, tout en augmentant la force de l'impact sur l'écran. Ces deux anodes b) et c) ont des formes tubulaires, ce qui explique que le faisceau ne fait que les traverser, après avoir subi leur action.

d) **Anode et plaques de déviation**

On trouve enfin l'anode proprement dite, également tubulaire. Toutefois, la forme choisie et la très grande vitesse des électrons du faisceau font que celui-ci la traverse et continue son chemin ! Les électrons partent alors en ligne droite, tels des objets dans l'espace, libérés de la pesanteur.

Les électrons rencontrent finalement l'écran sur leur chemin. Cet écran, recouvert d'une matière fluorescente, transforme l'énergie cinétique des particules en lumière, de teinte dépendant de la nature de la matière recouvrant l'écran. L'observateur voit ainsi se former un **spot** dont la luminosité est contrôlée par la tension de wehnelt et la finesse par celle de l'anode de concentration. Le petit tableau suivant donne la vitesse des électrons dans le tube, en fonction de la tension de l'anode finale.

Volts	km/s
1	595
10	1 850
100	5 950
1 000	18 800
10 000	58 600

On constate que les vitesses atteintes sont considérables. Cette vitesse tend d'ailleurs vers celle de

la lumière, lorsque la tension tend vers l'infini.

L'anode est finalement aussi constituée par le jeu de plaques de déviation qui sont portées à une tension positive sensiblement égale. Toutefois ces plaques ont à jouer un autre rôle particulier dont nous allons parler.

2. La déviation

Tant que les plaques de déviation sont au même potentiel, elles ne font que contribuer à l'accélération finale du faisceau, comme l'anode. Par contre, si l'on rend une des deux plaques d'une même paire plus positive que l'autre, la première va attirer le faisceau, l'autre ayant tendance à le repousser. Le faisceau va ainsi être dévié et le spot va se déplacer sur l'écran. C'est d'ailleurs bien le but de la manœuvre.

Pour provoquer une déviation **verticale** sur l'écran, il faut des plaques montées *horizontalement*. Inversement pour la déviation horizontale. Pour bien séparer les deux effets, verticaux et horizontaux, sans créer de couplages, les plaques sont décalées dans le sens de la longueur. Généralement les plaques verticales sont placées avant les horizontales. Nous verrons pourquoi plus loin.

L'analyse mathématique de la déviation électrostatique n'est pas très compliquée. Nous nous contenterons cependant de donner le résultat de cette étude. La longueur de la déviation sur l'écran est donnée par la relation :

$y = k (V_1 - V_2) \ell L/dV$ (voir fig. 3). On constate que cette déviation y :

– est proportionnelle à la différence de tension des plaques : $V_1 - V_2$. C'est très bien, puisque l'image est ainsi proportionnelle au signal électrique ;

– est proportionnelle à la longueur ℓ de la plaque, à sa distance L de l'écran ;

– est inversement proportionnelle à la distance d des deux plaques ;

– est inversement proportionnelle à la tension V de l'anode finale.

En définitive, pour obtenir un tube **sensible,** à forte déviation pour un signal donné, il faut un tube **long** (ℓ et L), à plaques **rapprochées** (d), et à **tension d'anode basse.**

De l'infinité des combinaisons possibles, en jouant sur ces paramètres, sont issus quelques centaines ou milliers de types de tubes cathodiques. Bien entendu, certaines exigences sont contradictoires avec une certaine qualité du produit fini. On ne peut pas, par exemple, envisager un tube très long !

On ne peut pas travailler avec une tension V trop basse, car alors l'accélération du faisceau est insuffisante, et la luminosité et la finesse du spot très mauvaises. Bien sûr, les fabricants actuels ont réussi à trouver des compromis de plus en plus satisfaisants : le tube cathodique moderne est très performant. Voir figure 2 et tableau joint.

NB1. Le jeu de plaques le plus arrière est le plus sensible, car L est alors plus grand. On réserve ces plaques pour la déviation verticale, associée au signal observé. Les performances globales de l'oscilloscope sont ainsi améliorées, avec une meilleure sensibilité de la voie réservée à la mesure.

NB2. L'attaque électrique des plaques peut être :

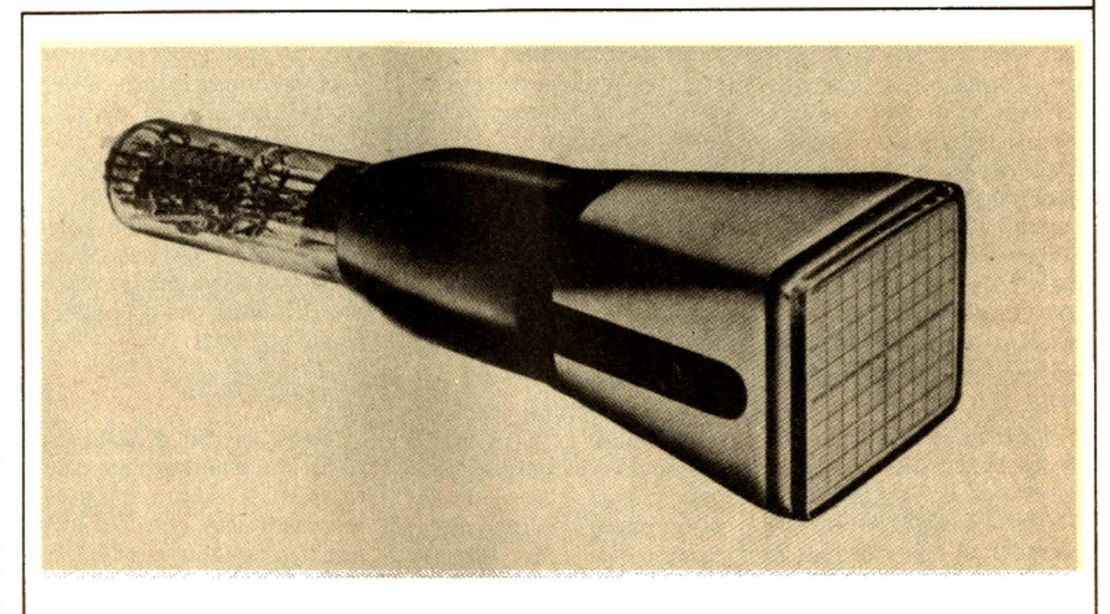


Fig. 2. – Exemple de caractéristiques d'un tube cathodique moderne :

Anode de post-accélération :	6 000 V
Plaques de déviation et anode :	600 V
Anode d'accélération :	600 V
Anode de concentration :	200 V
Tension de cut-off :	– 50 V
Sensibilité des plaques verticales :	10 V/cm
Sensibilité des plaques horizontales :	12 V/cm

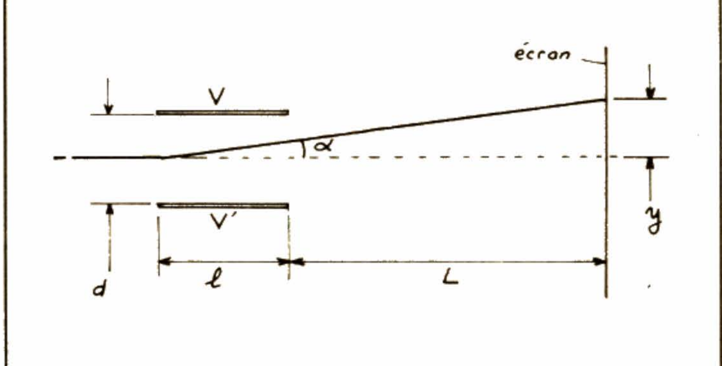


Fig. 3. – Calcul de la déviation du spot.

– **dissymétrique.** Dans ce cas, une des deux plaques est à tension fixe : celle de l'anode. L'autre est à tension variable. Plus positive pour attirer le faisceau et plus négative pour le repousser. Cette solution très simple a l'avantage de permettre l'emploi d'amplificateurs eux-mêmes dissymétriques, mais présente par ailleurs un gros inconvénient.

Il ne faut pas oublier que la tension des plaques contribue à l'accélération du faisceau. Si la plaque *chaude* est plus positive, le faisceau accélère et de ce fait, la déviation résultante diminue. Voir la formule.

Dans le cas contraire, le faisceau ralentit (V diminue) et la déviation augmente. On a dissymétrie des déviations avec $y' > y$! Voir figure 4. Cela détermine évidemment des distorsions géométriques fâcheuses de l'image observée, donnant la distorsion typique en *trapèze.*

– **symétrique.** Au contraire, si les plaques sont utilisées toutes deux pour contribuer à la déviation, comme on le voit en figure 4, alors les deux déviations « y » sont parfaitement égales.

A noter que certains tubes sont spécialement corrigés mécaniquement pour accepter le mode asymétrique avec un résultat correct. Ce sont toujours des tubes de bas de gamme.

NB3. La tension d'anode, donc des plaques de déviation est élevée : 1000 V au moins. Or l'utilisateur doit avoir accès à ces plaques et de telles tensions sont dangereuses ! Pour supprimer le risque, le potentiel **plus** de l'alimentation Haute Tension est relié à la masse. C'est alors la cathode qui devient électrode *chaude* et qui se trouve portée à quelque – 1000 V ou plus par rapport à la masse. Les problèmes apportés sont plus faciles à résoudre ainsi.

3. Post-accélération

Dans le cas d'observations de phénomènes très rapides, le spot est dévié tellement vite que la luminosité résultante sur l'écran est si faible que la trace est à peine visible.

Pour améliorer la situation, on pourrait accélérer le faisceau, en augmentant la tension d'anode, mais cela entraînerait, corollairement, une réduction proportionnelle de l'amplitude de déviation. Cette solution est donc à rejeter. Or, cet effet secondaire négatif n'existe plus si l'accélération supplémentaire se donne **après** le passage entre les plaques de déviation. L'angle de déviation est alors acquis et toute accélération ne joue que sur la **vitesse.**

C'est donc la solution adoptée sur tous les tubes à hautes performances. Il devient ainsi possible d'utiliser des tensions de **post-accélération** de plus de 4 kV, allant parfois jusqu'à 25 kV. L'anode supplémentaire finale est le plus souvent constituée par un graphitage de la paroi interne de l'ampoule de verre, côté écran, au-delà des plaques de déviation. La connexion de la THT se fait alors par ventouse. Voir figure 2.

(A suivre.)

F. THOBOIS

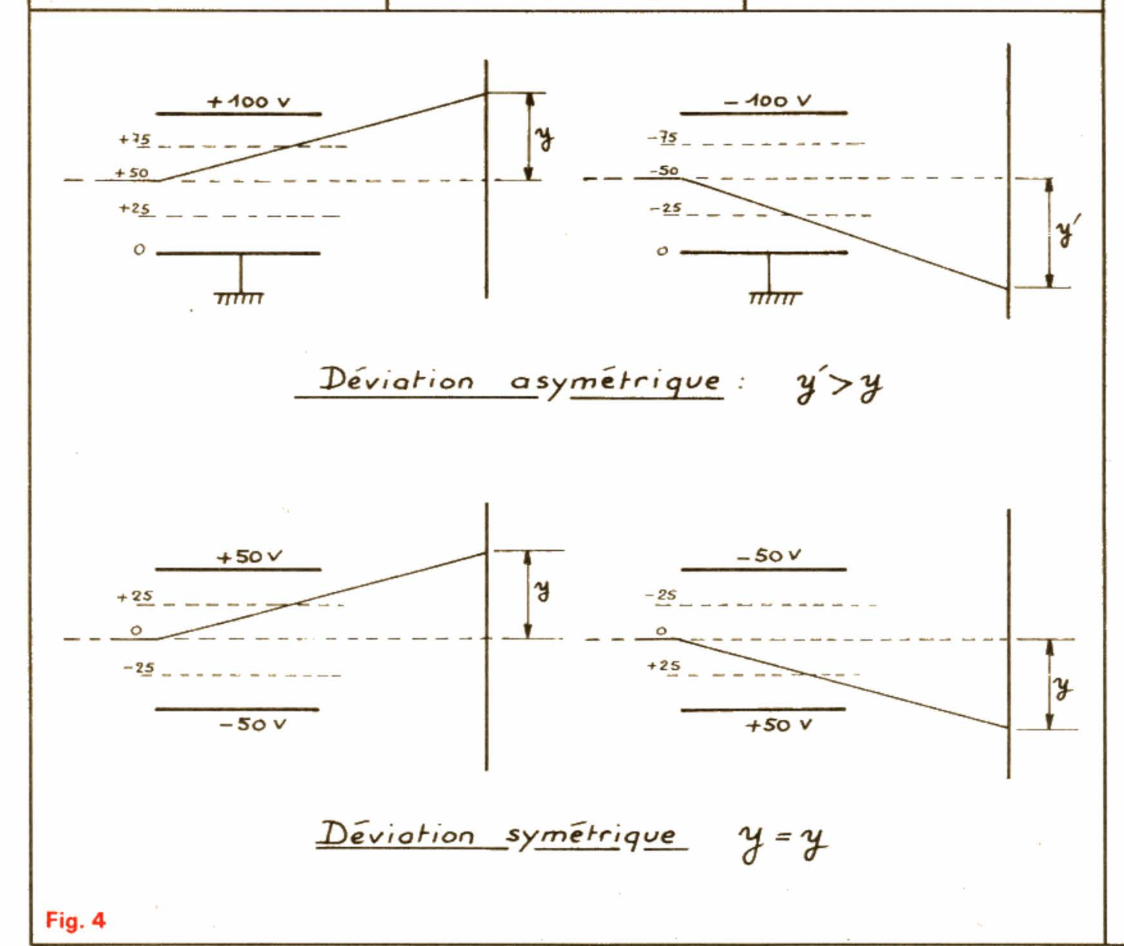
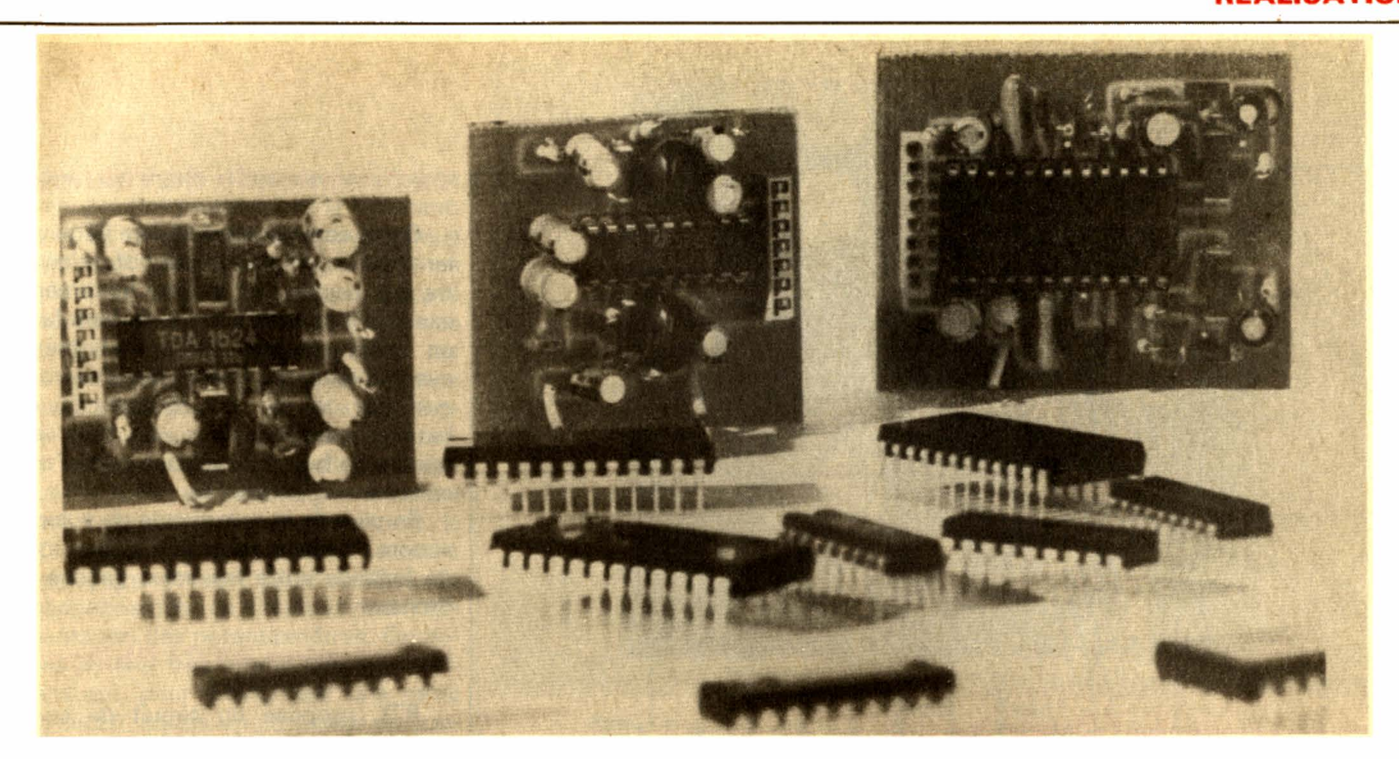


Fig. 4



TROIS CORRECTEURS DE TIMBRE STEREO – ACTIFS – INTEGRES

Traditionnellement, un correcteur de timbre comporte deux potentiomètres qui, lorsque la stéréophonie l'exige, sont doublés. Dans une chaîne, il est aussi nécessaire de disposer d'un potentiomètre de volume à prise intermédiaire si l'on désire une correction physiologique. Enfin, pour compléter le tableau, nous avons besoin d'un potentiomètre de balance chargé de modifier l'équilibre de niveau entre les voies gauche et droite.
Les fabricants se sont lancés depuis quelques années déjà dans la conception de correcteurs, ceux-là sont devenus adultes depuis environ un an. En effet, on connaissait les correcteurs monophoniques ou ceux demandant, pour la correction et la commande de volume et de balance, une paire de circuits intégrés.
Les circuits simples et stéréophoniques sont relativement récents. Nous en avons testé trois, ce ne sont pas les seuls du marché, NS en propose également un et d'autres fabricants le font certainement aussi.

Ces circuits intégrés étant relativement récents, ils ne seront pas obligatoirement disponibles chez tous les revendeurs de composants, même si le composant figure au catalogue du fabricant : nous avons eu le cas avec le TDA 1512, ampli de puissance très performant que nous avons décrit et qui figurait au catalogue de RTC depuis plus d'une année. C'est un problème que nous sommes malheureusement impuissants à résoudre. Nous espérons tout de même que, sur les trois circuits testés, il y en aura au moins un de disponible pour les amateurs.

Le circuit intégré de commande de timbre actif comporte intérieurement divers éléments variables dont la principale particularité est leur commande par tension continue. Pour modifier le volume ou le timbre, on jouera sur une tension continue que l'on se procurera à l'aide d'un potentiomètre simple, commun aux deux voies, ou par un système de télécommande délivrant une tension progressivement variable.

Pour la correction physiologique, nous avons un interrupteur que l'on peut mettre en service pour permettre de remonter le grave et l'aigu lorsque le volume sonore diminue. La conception stéréophonique des circuits permet par ailleurs d'obtenir un bon suivi du niveau et de la correction, quelle que soit l'atténuation du système de commande de niveau. De plus, les fabricants ont prévu une caractéristique de commande telle que l'on peut utiliser des potentiomètres à courbe linéaire, plus faciles à réaliser que ceux à courbe logarithmique traditionnellement exploités dans les systèmes classiques.

Nous avons réalisé les trois circuits correcteurs proposés par les trois fabricants suivants : RTC (Groupe Philips), Siemens et Thomson-CSF, trois sociétés qui proposent des circuits proches dans leur but, mais différents dans leur conception.

Donc, à partir de notre maquette, d'abord réalisée sur « Bread Board » pour vérifier le bon fonctionnement du CI, nous avons effectué un certain nombre de mesures et de relevés de courbes qui permettront de mieux définir le produit.

La correction

Chaque circuit intégré se comportera comme un Baxandall, c'est-à-dire un correcteur jouant séparément sur

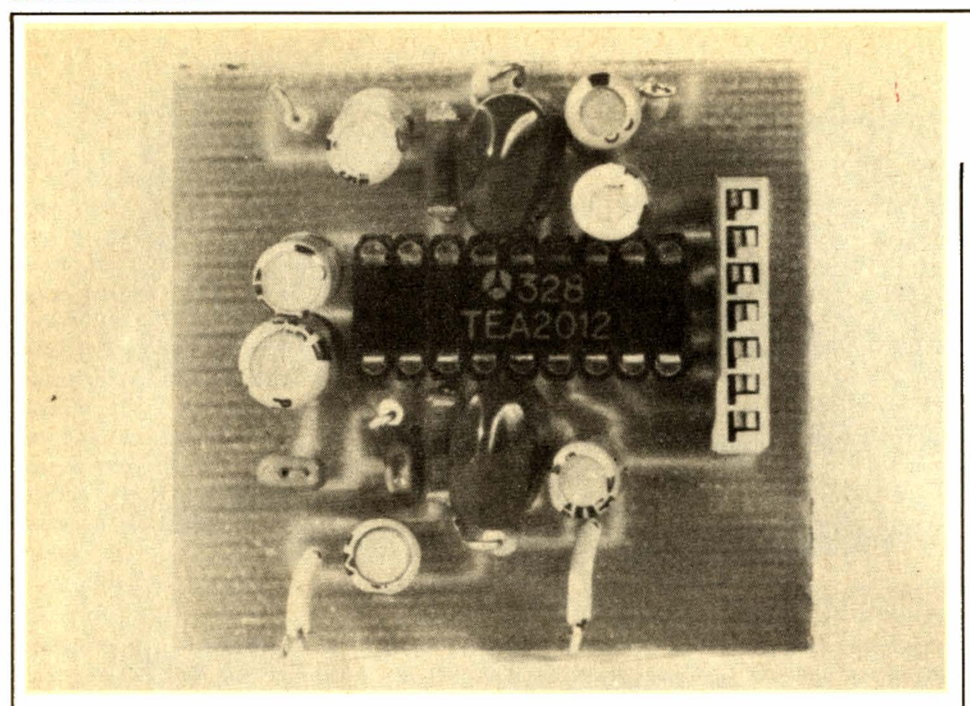


Photo 1. – Le correcteur THOMSON TEA 2012

le grave et sur l'aigu. Il pourra remonter ou abaisser les deux extrémités du spectre à partir de deux boutons ou de deux tensions continues appliquées sur ses bornes.

Une particularité des entrées de commande de ces trois circuits est qu'elles ne demandent qu'un courant extrêmement réduit. Ce courant est un courant continu, en principe, il n'est donc pas nécessaire de blinder le fil de liaison de commande. En cas de superposition d'une tension alternative, on n'entendra pas directement cette tension, cette dernière modulera la tension audio en amplitude, soit sur la totalité du spectre, soit, pour les correcteurs, dans le grave et/ ou l'aigu. On devra donc prendre quelques précautions de câblage, sans toutefois aller jusqu'au câble blindé souvent exigé pour le transfert des signaux audio au travers de potentiomètres. Donc, nous allons traiter le grave et l'aigu par un circuit réactif dont le condensateur sera extérieur au circuit intégré. En modifiant la valeur des condensateurs, on pourra jouer sur la réponse en fréquence du correcteur, un condensateur de forte valeur donne une fréquence basse, un condensateur de petite valeur une fréquence haute, à vous de jouer sur cette valeur pour obtenir, en partant des courbes tracées avec les correcteurs proposés, ceux qui vous conviendront le mieux. On peut demander un peu moins d'efficacité, une fréquence plus ou moins éloignée du médium, etc.

La correction physiologique

Cette correction demande une intervention sur le niveau du grave et de l'aigu. En abaissant le niveau de sortie par le potentiomètre de volume, on va atténuer davantage le médium que le grave ou l'aigu, ce qui reviendra, en fait, à remonter les niveaux de grave et d'aigu en fonction du volume. Plusieurs procédés seront utilisés ici, avec une efficacité différente. Un interrupteur servira à mettre la correction hors service à la demande, toute chaîne HiFi devant posséder une correction physiologique commutable.

La commande de volume

Cette commande doit être l'équivalent d'une commande par potentiomètre log. Le son doit monter lentement, sans qu'il soit nécessaire de faire faire un quart de tour au potentiomètre avant d'entendre le son. Nous verrons que par le jeu de résistances de butées, indispensables, on peut atteindre ce but et bénéficier ainsi d'une commande confortable.

En plus de la commande de volume sonore, nous aurons une commande de balance entre les voies gauche et droite.

La solution RTC/ Philips

RTC propose un circuit de commande de tonalité relativement simple. Il succède aux TCA 730 et TCA 740 et les remplace tous deux, totalisant un nombre de pattes de 18 là où il en fallait 32. On constate également une importante réduction du nombre de composants périphériques, il en faut moins de 20 aujourd'hui contre plus de 60 pour les TCA 730 et TCA 740. Un grand pas vient d'être franchi dans l'intégration. Nous constaterons aussi, pour les autres circuits, le faible nombre de composants périphériques, permettant de réduire la surface du circuit imprimé en même temps que le temps de câblage et d'augmenter la fiabilité, le nombre de soudures important beaucoup dans le calcul de cette der-

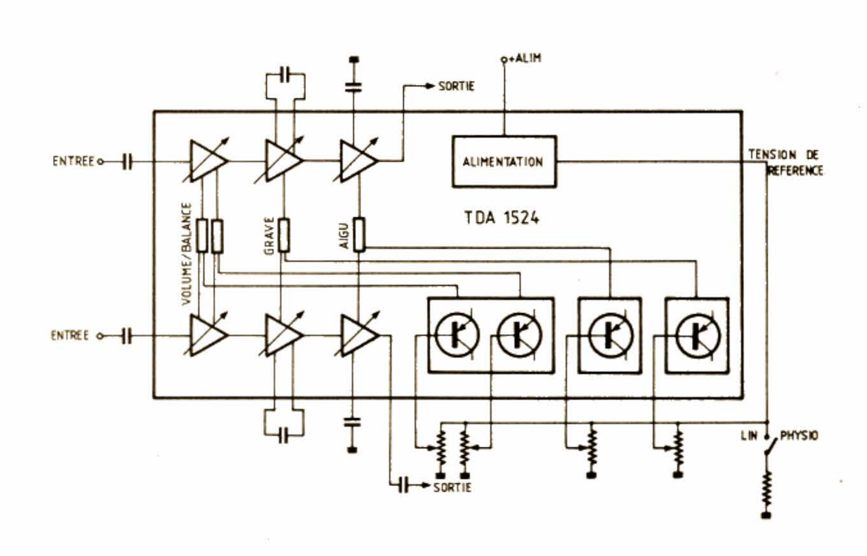


Fig. 1. – Synoptique du circuit intégré TDA 1524.

nière. La figure 1 donne le schéma d'application proposé par le fabricant, nous avons ici un schéma synoptique interne du circuit intégré, schéma ne spécifiant pas le processus adopté pour la correction. On remarquera que le signal arrive immédiatement sur l'amplificateur commandé en tension avant d'attaquer le correcteur de timbre grave aigu. Ce correcteur ne comporte que deux composants périphériques réactifs, un pour le grave, l'autre pour l'aigu, il en fallait treize pour le TCA 740... Un régulateur interne fournit une tension stabilisée pour le fonctionnement du circuit et pour l'alimentation des potentiomètres. On notera ici une très bonne idée du fabricant qui, pour économiser une patte de circuit, utilise un détecteur de courant pour commuter la correction physiologique. La résistance de 2,2 kΩ consomme assez d'énergie pour mettre la correction hors service, ce surcroît de consommation ne suffit toutefois pas à faire baisser la tension d'alimentation des potentiomètres. On notera que chaque curseur a droit à un condensateur de découplage, ce condensateur est effectivement utile pour éviter des oscillations, nous avons pu le constater.

La figure 2 donne le schéma final que nous avons adopté, il s'approche de celui présenté figure 1, nous avons ajouté une variante permettant d'améliorer le traitement du signal par une contre-réaction en continu. On peut également modifier la réponse dans le grave en utilisant un autre circuit de correction demandant deux condensateurs et une résistance. Ce double réseau, donné dans le notice du fabricant, risque de procurer un peu trop de basses à des haut-parleurs n'en ayant pas besoin.

Nous avons associé les potentiomètres à des résistances qui servent à étendre la plage de réglage et à éliminer les zones mortes. Ces valeurs peuvent éventuellement être modifiées en fonction des échantillons mais dans de faibles proportions.

La figure 3 donne le schéma du circuit imprimé, la figure 4 l'implantation des composants, vous constaterez la taille réduite des dimensions du circuit imprimé et surtout le nombre réduit des composants...

La fabrication ne pose pas de problème, on respectera simplement la

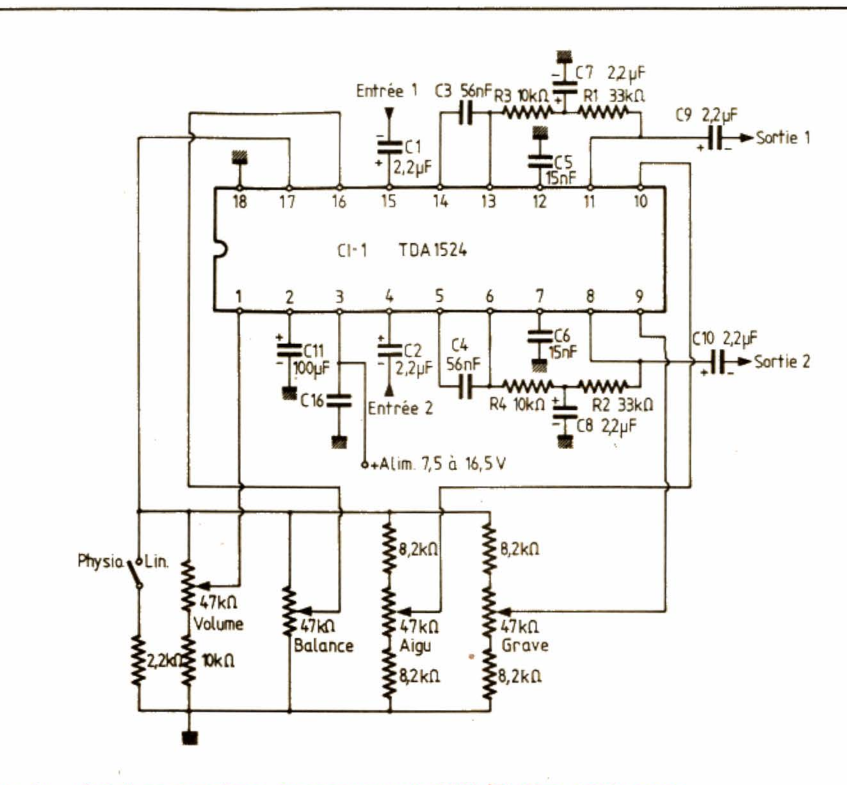


Fig. 2. – Schéma pratique du correcteur RTC/Philips TDA 1524.

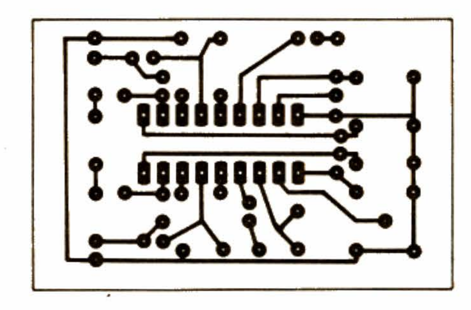


Fig. 3. – Circuit imprimé échelle 1.

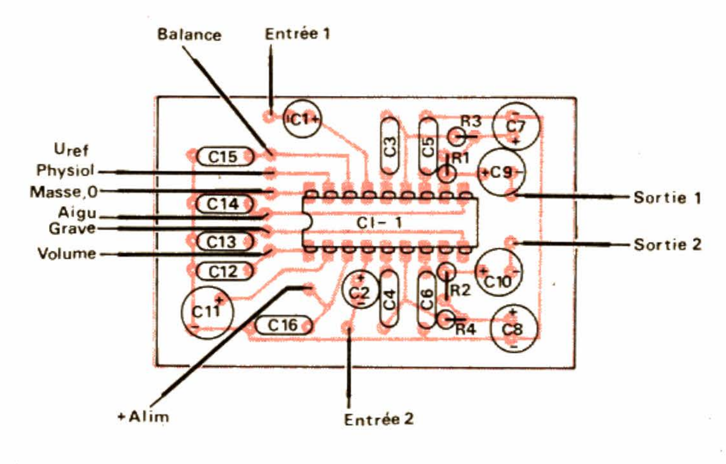
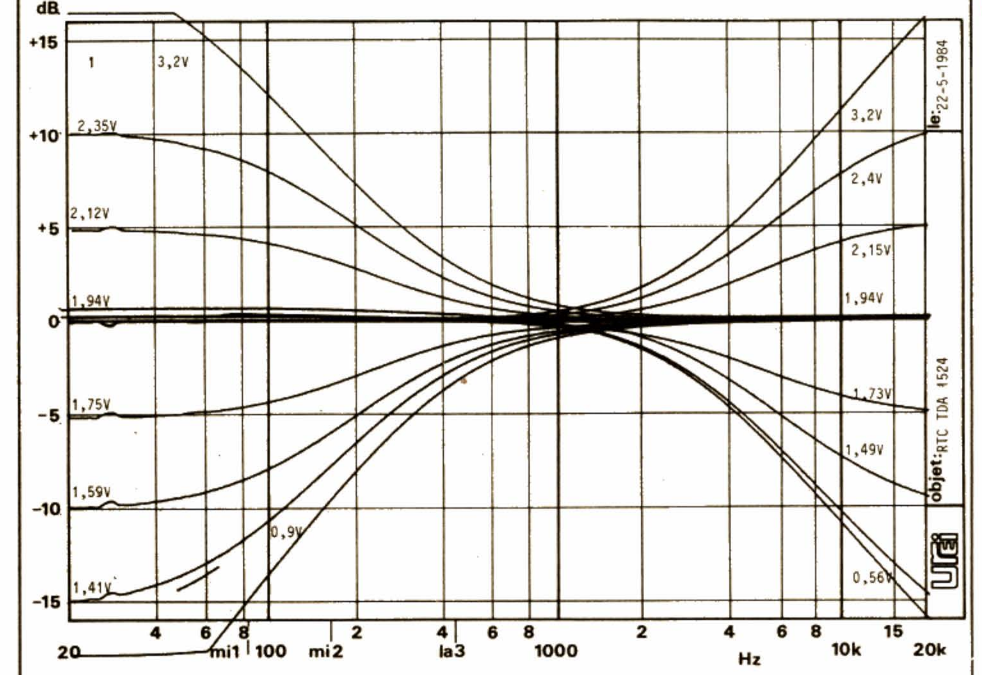
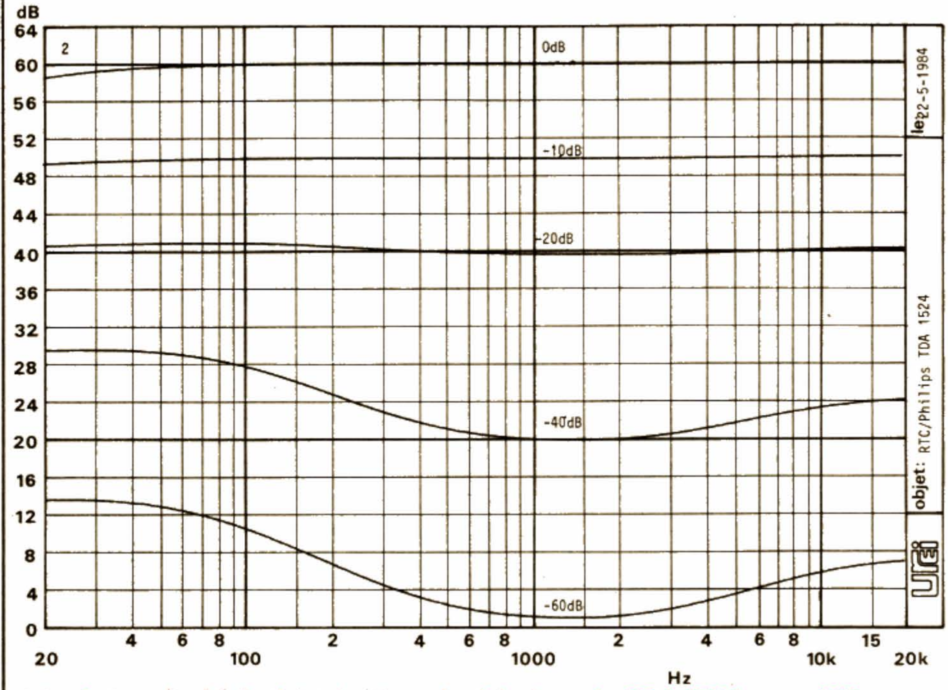


Fig. 4. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.

Tableau I	TDA 1524									
Atténuation	0	5	10	15	20	30	40	50	60	70
Tension	3,8 V	3,32 V	3,07 V	2,88 V	2,70 V	2,39 V	2,09 V	1,79 V	1,54 V	1,34 V
Impédance d'entrée	11,2 k	20 k	34 k	48 k	70 k	116 k	136 k	152 k	160 k	160 k



Courbe 1. – Courbes donnant la progression de la correction en fonction de la tension de commande.



Courbe 2. – Courbes de correction physiologique du TDA 1524 pour différentes valeurs de l'atténuation.

polarité des condensateurs chimiques... Un connecteur permet de relier le circuit aux potentiomètres ; il n'y a ici que six câbles à installer, deux pour l'alimentation des potentiomètres et la correction physiologique et quatre pour les quatre commandes : volume, balance, grave et aigu.

Mesures

Alimenté sous une tension de 12 V, le montage consomme 35 mA, chiffre conforme aux spécifications du constructeur. Le circuit est capable de sortir une tension de + 10 dBm, soit 2,5 V.

Le circuit intégré assure, potentiomètre au maximum, un gain de 21 dB, la tension d'entrée maximale variera suivant la position du potentiomètre entre – 12 dBm et + 12 dBm, la tension maximale étant obtenue avec une atténuation provoquée par le potentiomètre de volume.

L'impédance de sortie est pratiquement nulle, celle d'entrée varie en fonction de la position du potentiomètre de volume, nous avons en effet un étage à gain variable placé en tête du circuit, ce qui explique aussi l'admissibilité en tension variable.

Si le circuit intégré est précédé d'un étage à résistance de sortie élevée, on pourra profiter de l'atténuation existant lorsque le potentiomètre est au maximum pour utiliser une source à tension de sortie relativement haute.

Le tableau 1 donne l'évolution du gain avec la tension de commande ainsi que celle de la résistance interne. Le bruit de fond mesuré en sortie avec un filtre de 20 Hz à 20 kHz est de – 76 dBm (122 μV) lorsque le gain est minimal, et de – 71 dBm (218 μV) avec le potentiomètre au maximum ; pour ces mesures, l'entrée est fermée sur une résistance de 600 Ω.

Les mesures du taux de distorsion harmonique donnent un taux inférieur à 0,3 % à 1 kHz comme à 10 kHz, on constate à l'oscilloscope la présence d'harmonique 2, harmonique plus musicale qu'une harmonique 3, pratiquement absente ici. La distorsion arrive ici au niveau du bruit de fond. La courbe 1 donne l'efficacité des potentiomètres de correction de timbre

avec comme paramètre la tension de commande.

La courbe 2 donne l'action de la correction physiologique. Nous notons ici que l'efficacité de cette correction n'est pas exagérée et que son action est progressive, ce qui n'est pas le cas de tous les circuits intégrés proposés par les différents fabricants.

Siemens

Siemens propose depuis plusieurs années un circuit intégré de correction de timbre, le TDA 4290, circuit intégré monophonique existant en version triée permettant l'emploi en stéréophonie par mise en parallèle, avec tension de commande unique et minimum d'erreur de suivi de niveau entre les deux circuits. Le TDA 4292 que nous avons ici rassemble les fonctions de deux TDA 4290 avec, bien entendu, l'appariement nécessaire. Le principe de base reste le même et l'on a ajouté un système de mélange entre les deux voies, mélange limité aux fréquences hautes et qui modifie la base stéréophonique, ce qui peut être utile dans certains appareils portatifs aux haut-parleurs insuffisamment écartés. La figure 5 donne le synoptique du circuit intégré.

Ici, le signal arrive directement sur les correcteurs de timbre que l'on essaiera de ne pas saturer. L'étage de commande de volume se place derrière les correcteurs, ainsi, en abaissant le volume, on abaissera le bruit de fond né dans le correcteur de timbre. Le mélangeur de « base stéréo » prend place avant le système de réglage de balance, ce réglage est en fait un amplificateur à gain (ou atténuation) variable, le circuit de commande remonte le niveau d'un côté et abaisse l'autre avec une courbe spéciale maintenant pratiquement la somme constante.

Derrière, nous trouverons le circuit de volume associé à celui de correction physiologique. Le signal de sortie est obtenu en faisant la somme de deux tensions. Lorsque les deux tensions varient de la même façon, nous avons une somme constante sur l'ensemble du spectre, par contre, si chacune des sorties varie de façon différente, les circuits réactifs entrent en service et vont réduire la sensibilité dans le médium, favorisant ainsi le grave et l'aigu. La loi de variation peut éventuellement être adaptée, les valeurs du constructeur conduisent à une correction physiologique un peu trop efficace à notre goût.

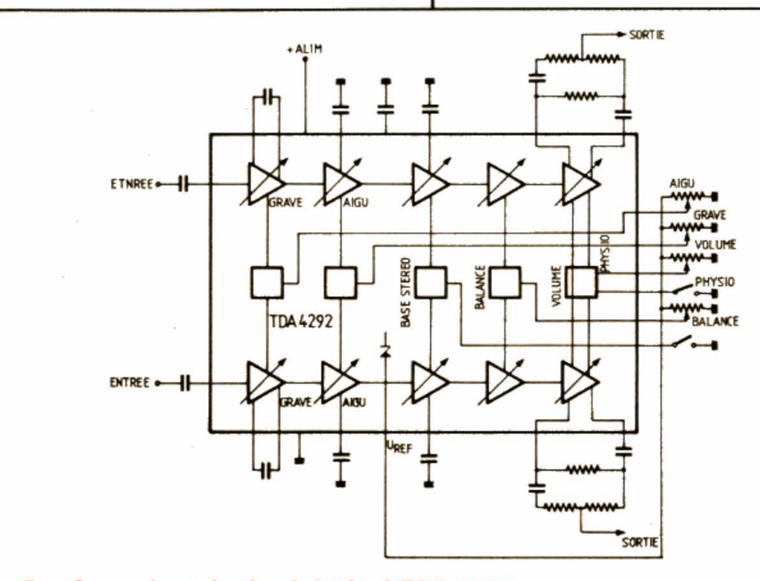
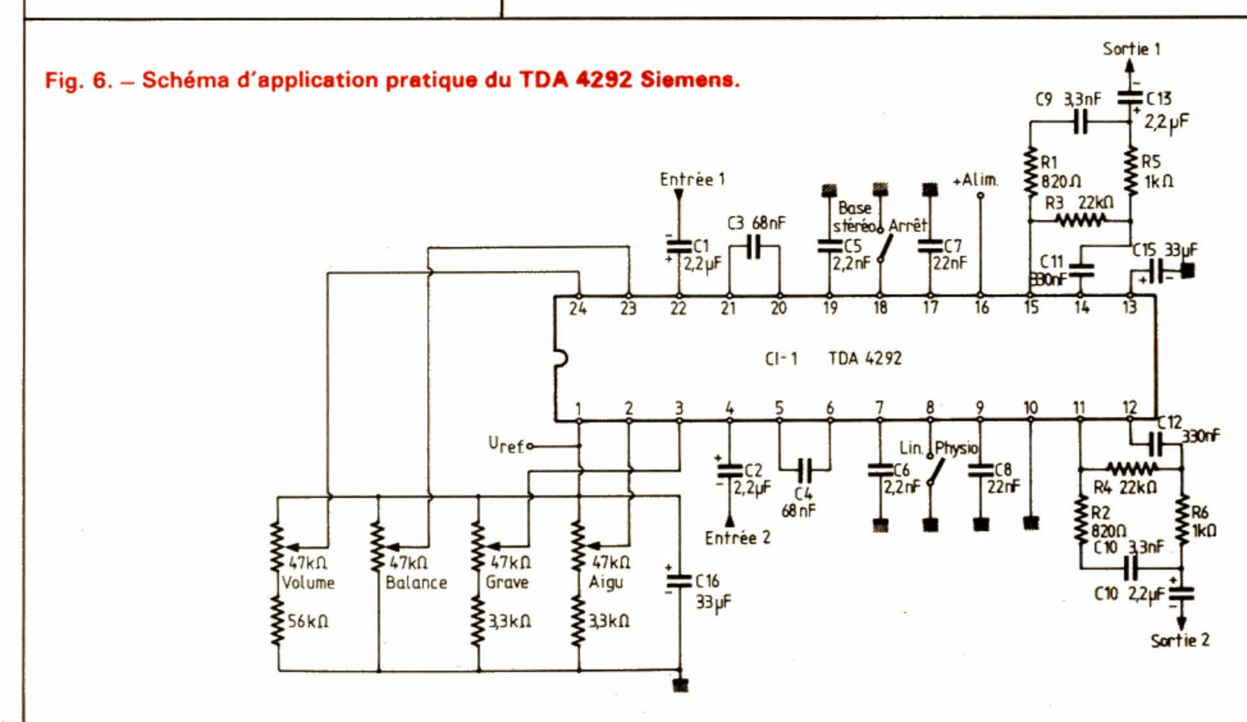


Fig. 5. – Synoptique du circuit intégré TDA 4292.

Fig. 6. – Schéma d'application pratique du TDA 4292 Siemens.



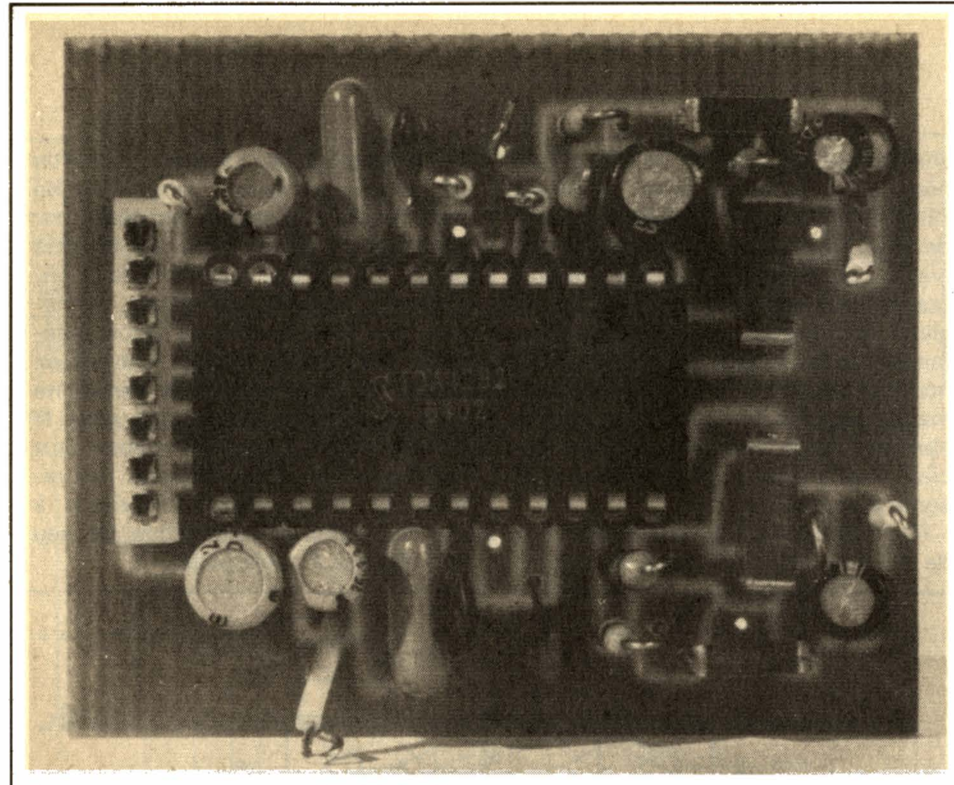


Photo 2. – Le correcteur SIEMENS TDA 4292

Cette technique de mélange conduit à une augmentation de l'impédance de sortie, augmentation en fait peu gênante.

La figure 6 donne le schéma final avec les résistances périphériques des potentiomètres, nous avons surtout une résistance de piédestal relativement importante pour le potentiomètre de volume, sans cette résistance, on doit atteindre pratiquement la mi-course pour que le son démarre. Pour le grave et l'aigu, il s'agit plus de fignolage que d'un besoin réel.

Réalisation

La figure 7 donne le circuit imprimé, l'implantation des composants est donnée sur la figure suivante, la 8 ! Le circuit imprimé demandé par ce circuit est un peu plus grand que celui des autres : le fabricant du TDA 4292, Siemens, a installé sa puce dans un boîtier à 24 pattes, ce qui l'a conduit à choisir une largeur plus importante que celle des circuits concurrents. Signalons que certains fabricants de CI proposent des boîtiers plus petits dont les pattes ont été resserrées.

La liaison avec les commandes demande 8 connexions, il en faut une pour la correction physiologique et une pour la commutation de la base stéréo. Attention, pour l'une il faut un contact NO (normalement ouvert) et pour l'autre un NF (normalement fermé).

Mesures

Sous une tension d'alimentation de 12 V, nous avons mesuré une consommation de 37 mA.

L'impédance d'entrée est de 13 600 Ω, celle de sortie de 1 000 Ω. La tension d'entrée maximale est de +8,5 dBm soit 2 V, celle de sortie maximale de 9 dBm. Attention, avec cette tension d'entrée, on ne devra pas pousser les commandes de timbre sous peine de saturer les circuits.

Le gain du circuit est de 0 dB, autrement dit un gain unité, nous avons constaté, en faisant varier la position du potentiomètre de volume, que l'écart entre les canaux ne dépassait pas 0,5 dB jusqu'à 40 dB, moins d'un dB au-delà, ce que l'on peut considérer comme excellent.

Au niveau de sortie maximal, nous avons mesuré un taux de distorsion harmonique de 0,15 % à 1 kHz et 0,25 % à 10 kHz, deux très bonnes performances pour ce type de circuit.

Le niveau de bruit de fond mesuré

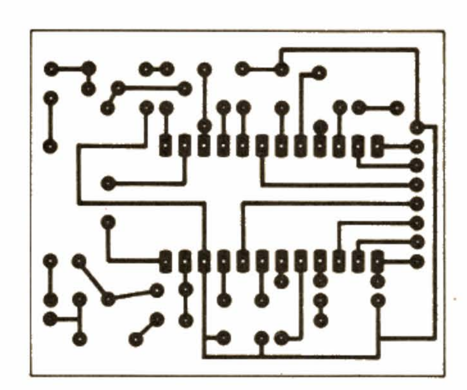


Fig. 7. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

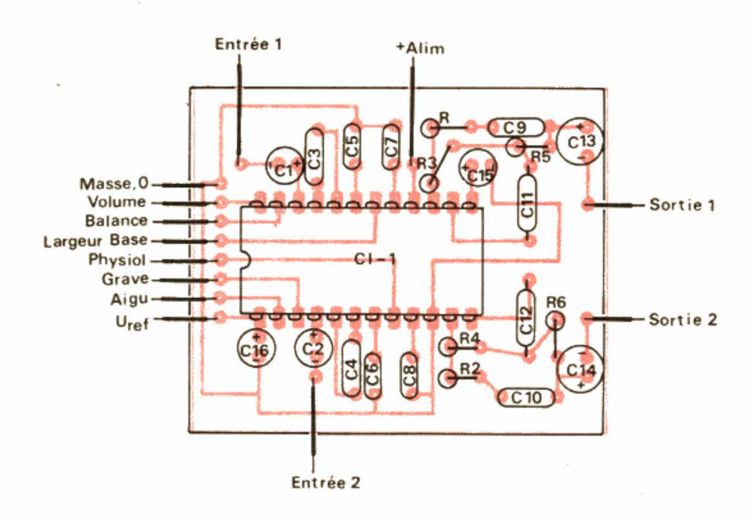


Fig. 8. – Implantation des composants.

dans une bande de 20 Hz à 20 kHz est de −88 dBm avec le potentiomètre de volume au minimum ; potentiomètre à fond, nous avons un niveau de bruit de −75 dBm, ce qui nous donne, compte tenu de la tension de sortie maximale, un dynamique de 86 dB.

Le tableau II donne l'évolution de l'atténuation en fonction de la tension de commande, nous avons environ 10 dB pour une variation de tension de commande de 0,3 V.

La courbe 3 donne la correction obtenue en fonction de la tension de commande.

La courbe 4 donne la correction physiologique particulièrement efficace. En modifiant les valeurs des composants, on pourra sans doute atténuer la remontée du grave et de l'aigu pour avoir un son un peu plus clair.

La courbe 5 donne l'action de l'injection d'un signal d'une voie à l'autre, nous avons ici deux courbes, une avec la somme des deux signaux, l'autre avec le signal de l'autre voie seul. Pour cette dernière, nous commutons la fonction « base stéréo » et nous envoyons une tension sur le canal adjacent.

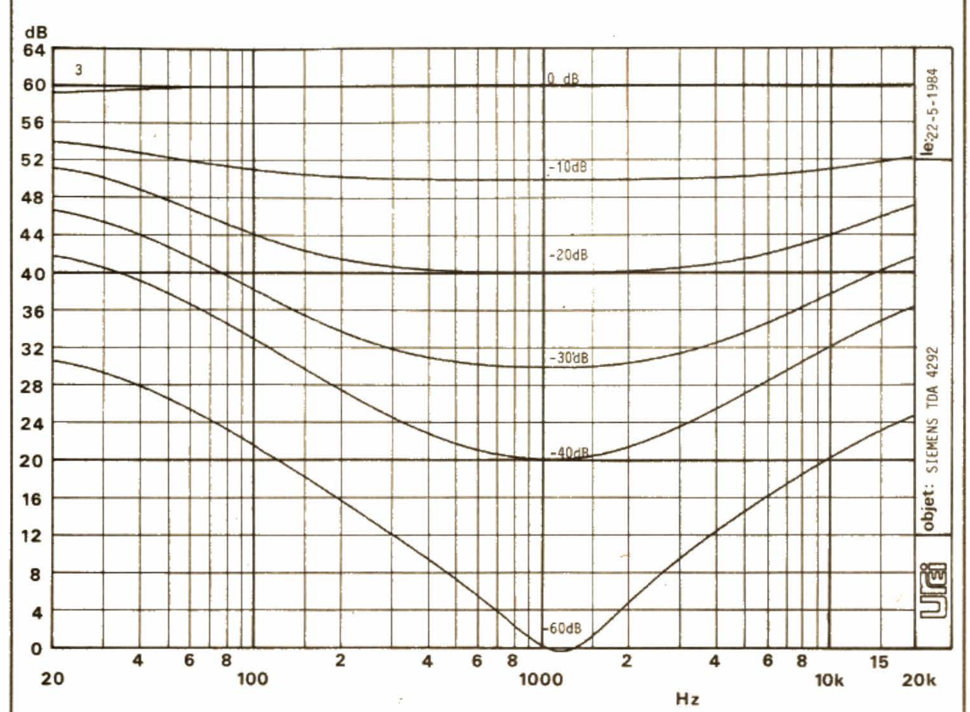
La courbe 6 montre le même effet, avec résistances de 15 kΩ en série avec C_7 et C_8.

Thomson CSF

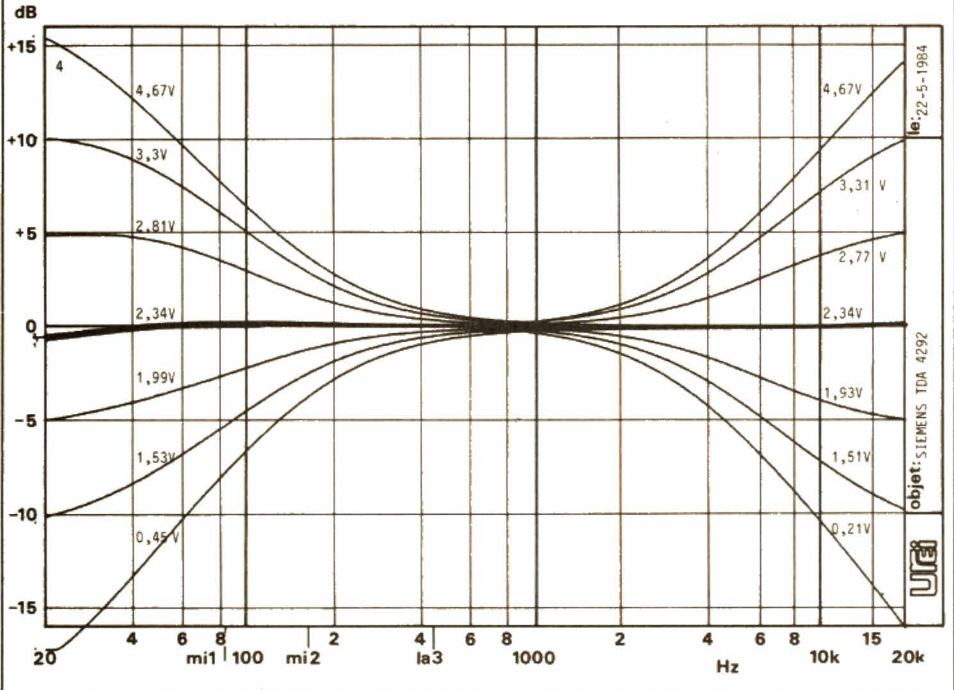
Thomson CSF propose depuis peu (il s'agit d'une nouveauté du dernier Salon des Composants) son circuit intégré de correction de timbre actif, le TEA 2012. Comme les autres circuits, le TEA 2012 se propose d'agir sur le volume, la balance, le grave et l'aigu et assure, en plus, l'indispensable correction physiologique.

Thomson fait preuve d'imagination et propose une structure très différente de celle proposée par les autres. En effet, au lieu de mettre les étages de correction et de commande en série, solution évidente, il utilise trois étages à gain variable qui vont chacun se charger d'une partie du spectre audio. La figure 9 donne la configuration adoptée par ce fabricant. Le signal arrive sur un étage à gain fixe déterminant les caractéristiques d'entrée, ensuite, le signal audio se répar-

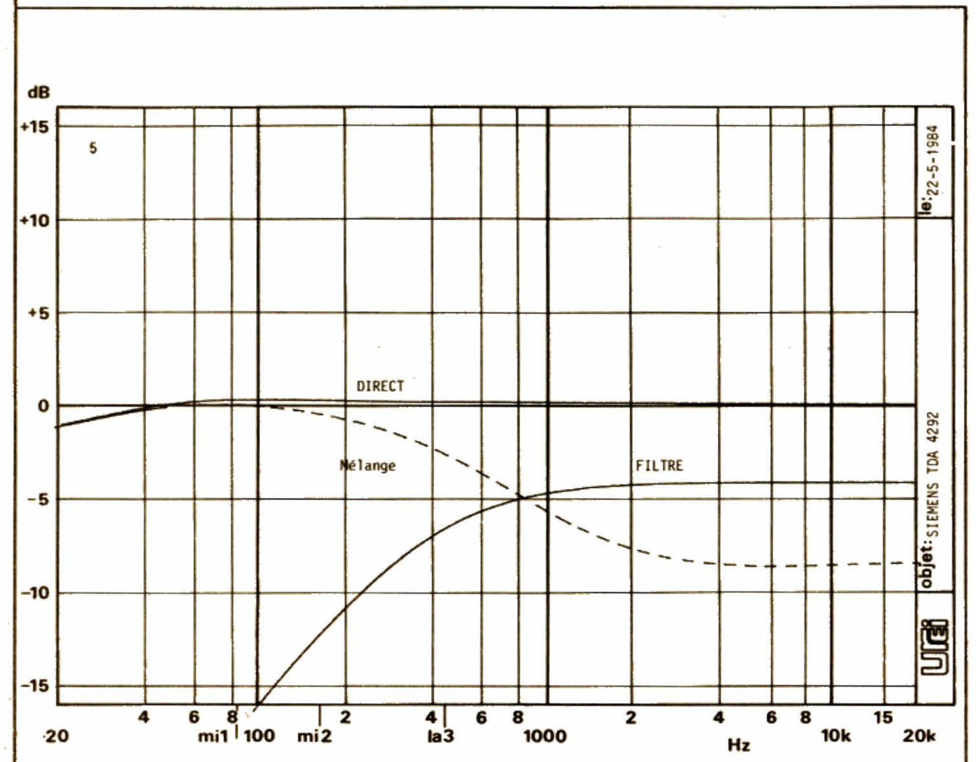
Tableau II	TDA 4292									
Atténuation	0	5	10	15	20	30	40	50	60	70
Tension	4,67 V	4,45 V	4,28 V	4,11 V	3,97 V	3,71 V	3,45 V	3,20 V	2,96 V	2,70 V



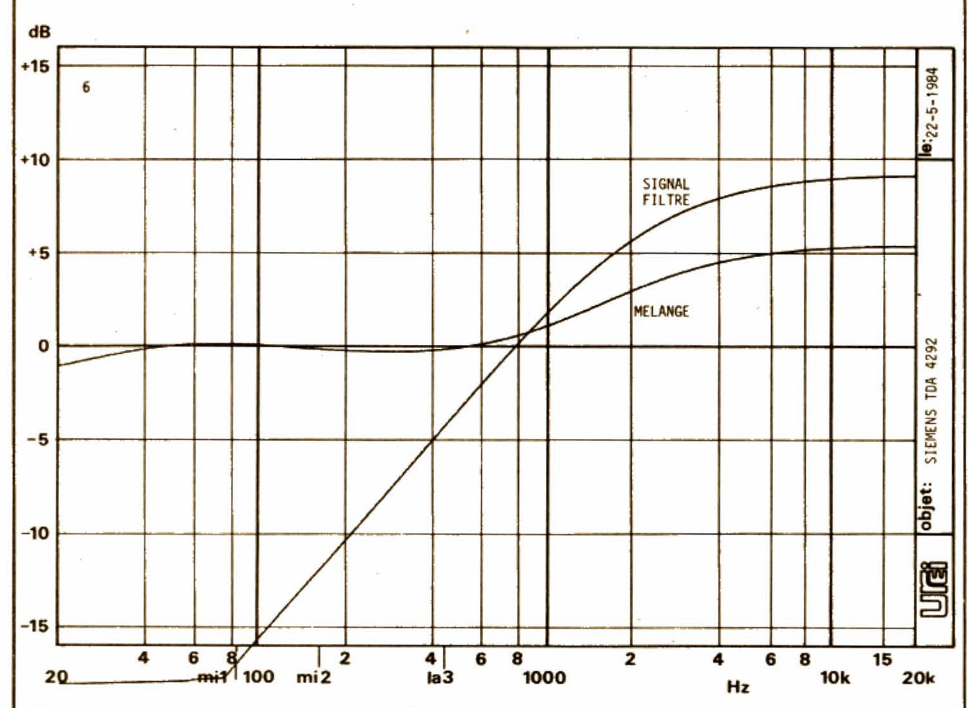
Courbe 3. – Courbes montrant la progression de la correction physiologique en fonction de l'atténuation apportée par le potentiomètre de volume.



Courbe 4. – Courbes montrant la progression de la correction avec comme paramètre la tension de commande.



Courbes 5. – Courbes montrant l'influence du système de base stéréo, la composante haute fréquence est hors phase. (Résistance de 15 kΩ en série avec les condensateurs de 22 nF).



Courbe 6. – Courbes montrant l'effet du système de base stéréo, sans résistance de 15 kΩ, l'amplitude du signal résultant du mélange augmente avec la fréquence. La composante haute fréquence subit une inversion de phase.

tit en trois étages recevant chacun une tension de commande différente issue d'un « processeur analogique ». Deux des étages se présentent avec une très faible impédance de sortie, le troisième avec une impédance nettement plus élevée.

Grâce à des composants externes, résistances et capacités, on va créer trois filtres (fig. 10), chacun étant alimenté par un étage. Sur la sortie 3 ou 16, nous attaquons un filtre passe-haut, C_2 se comporte comme un court-circuit aux fréquences hautes, la fréquence de coupure est déterminée par R_1 et C_1.

Sur les bornes 5 et 14, on va sortir sous haute impédance, on constitue un filtre passe-bas à deux cellules, comme le condensateur C_1 est beaucoup plus petit que C_2, c'est ce dernier qui jouera le rôle essentiel.

Enfin, sur la sortie 4, nous avons un filtre passe-bande pour le médium.

La sommation des trois caractéristiques de transfert va nous donner la réponse du correcteur de timbre.

Pour la commande du volume, on joue simultanément sur les trois gains, pour le grave et le médium uniquement sur les amplis concernés.

Pour la correction physiologique, nous allons extraire une tension du potentiomètre de volume, tension appliquée simultanément sur les potentiomètres électroniques de grave et de médium, de sortie qu'en baissant le volume, on atténue davantage le médium que le grave et l'aigu. Cette technique de commande présente un autre avantage.

Etant donné que l'on commande séparément chaque amplificateur par un mélange de trois tensions, en poussant le volume, la tension venue du potentiomètre de volume aura une importance prépondérante sur les autres, ce qui fait que l'efficacité de la commande de timbre diminuera en pousant le volume sonore. On ne risquera plus de saturation en présence des fréquences extrêmes lorsque le volume sera au maximum. La tension maximale d'entrée ne dépendra plus de la position des potentiomètres de grave et d'aigu, si cette tension reste limitée à la tension maximale, tout au neutre, potentiomètre de volume au maximum. Cette technique permet aussi d'ajuster par les éléments de

correction physiologique la courbe que l'on désire obtenir, plus ou moins efficace en fonction de l'abaissement du volume. Par ailleurs, la structure parallèle du circuit intégré favorise l'obtention d'un bon rapport signal/bruit.

La figure 11 donne le schéma pratique, nous avons utilisé des composants de valeur standard à la place de celles indiquées par le constructeur, ce qui nous donnera des courbes de réponse en fréquence différentes, on s'en doute.

Nous avons également adapté le réseau des potentiomètres aux valeurs des résistances de ces potentiomètres.

La figure 12 donne le schéma du circuit imprimé, la figure 13 l'implantation des composants.

Mesures

Avec une tension d'alimentation de 12 V, la consommation varie entre 37 et 49 mA, suivant le réglage du po-

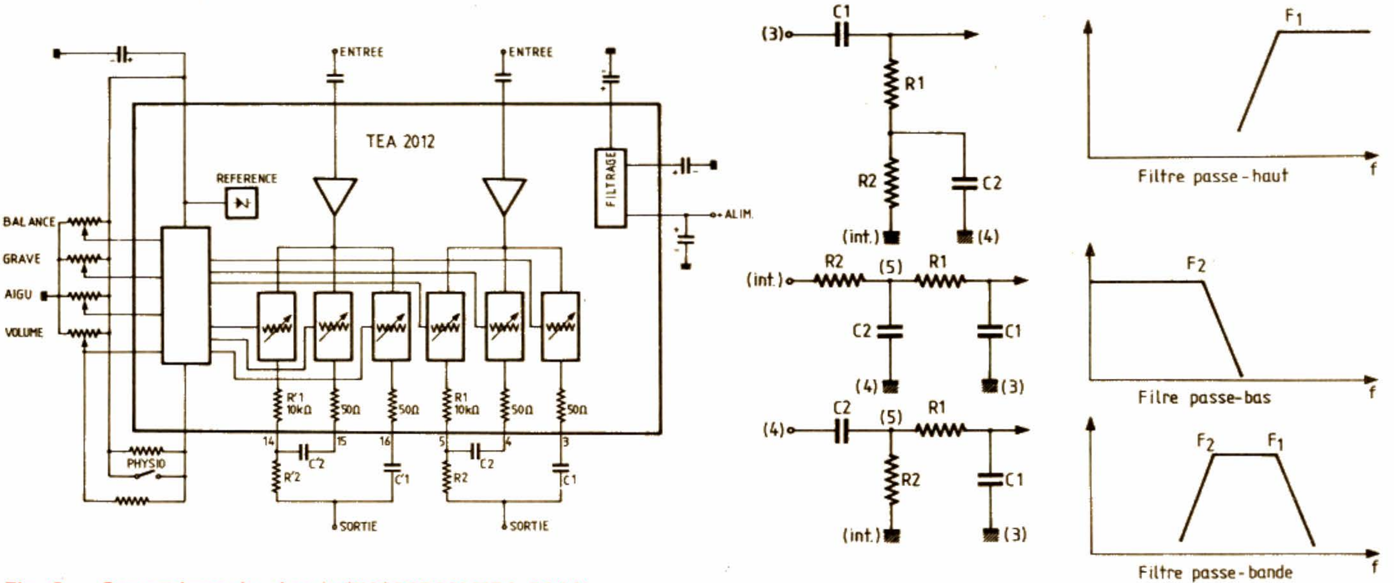


Fig. 9. – Synoptique du circuit THOMSON TEA 2012.

Fig. 10. – Configuration des trois filtres. La sommation donne la réponse générale. Les masses correspondent en fait à des résistances internes en alternatif.

Fig. 11. – Schéma pratique du correcteur.

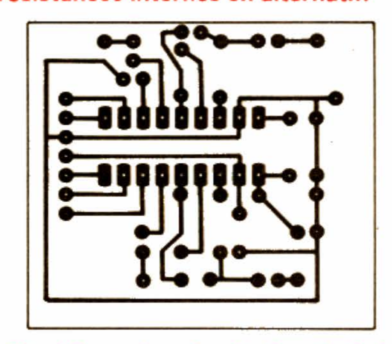


Fig. 12. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

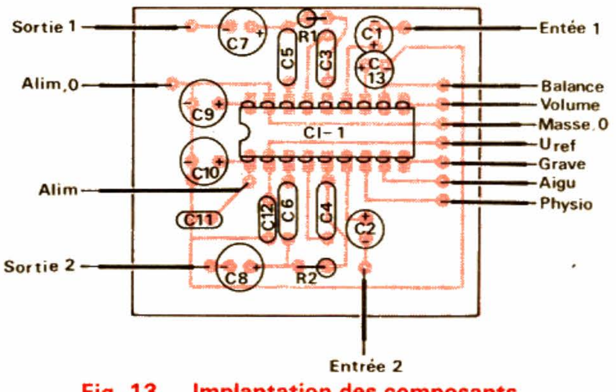
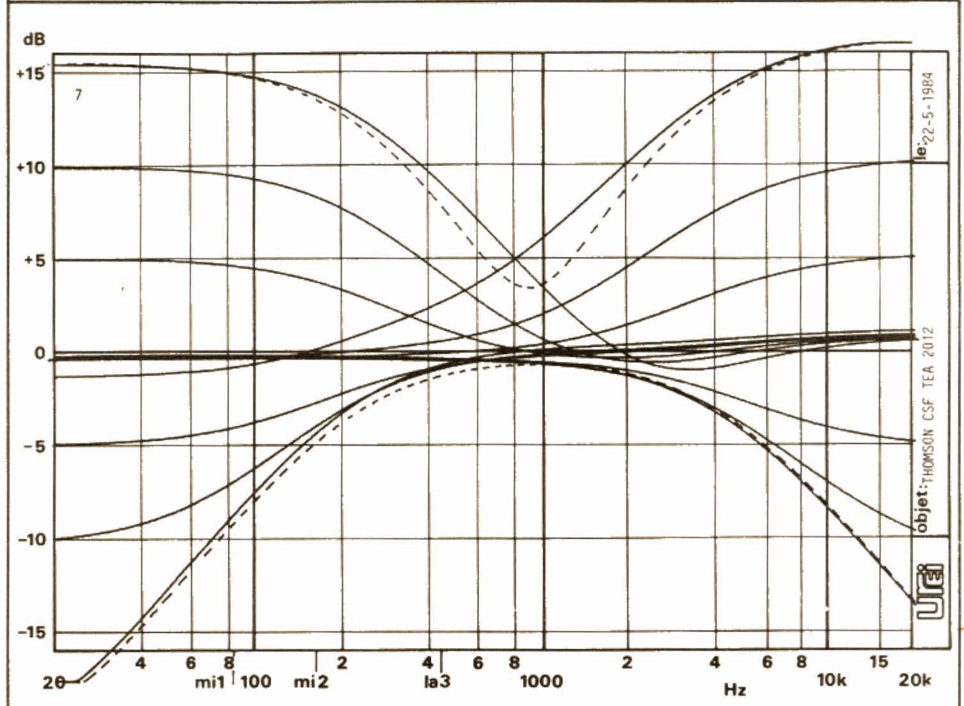
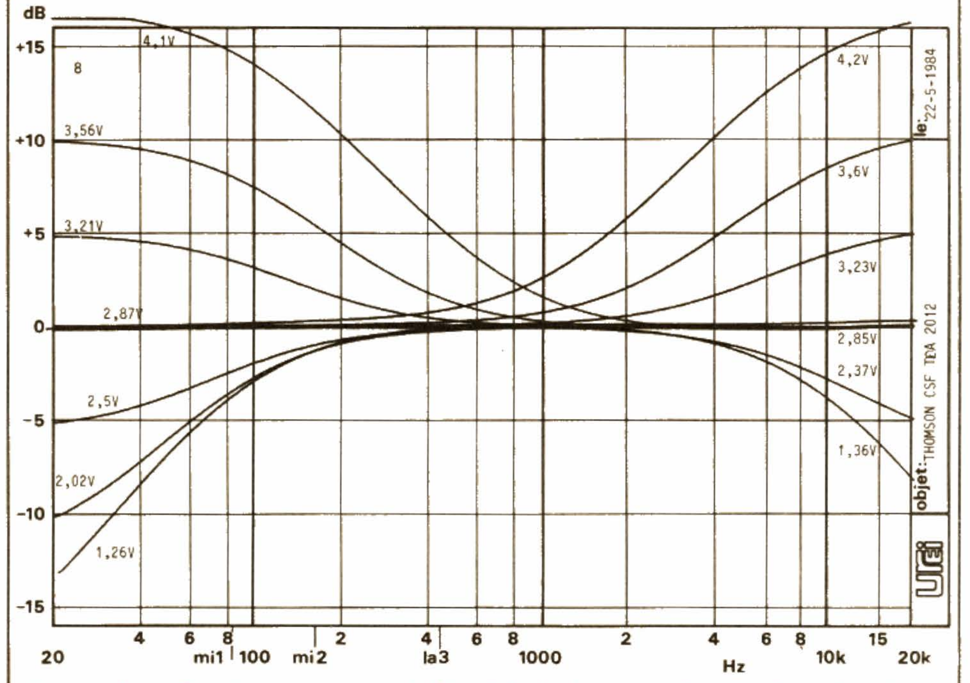


Fig. 13. – Implantation des composants.



Courbe 7. – Courbes de correction du circuit TEA 2012 avec condensateur de 0.1 μF et 3,3 nF.



Courbe 8. – Courbes montrant l'efficacité de la correction en fonction de la tension de commande. Les condensateurs de correction sont de 0,22 μF et 1,5 nF.

tentiomètre de gain. L'impédance d'entrée se situe aux environ de 5 500 Ω tandis que celle de sortie est plus importante : 15 000 Ω comme on aurait pu s'en douter, à 1 kHz. Il va de soi que cette résistance interne changera avec la fréquence, elle diminuera aux fréquences basses pour remonter aux fréquences hautes.

Le circuit TDA 2012 nous donne un gain de 16 dB, gain que l'on pourra réduire en introduisant une résistance de butée en série avec le potentiomètre de volume.

Le niveau maximal de sortie, avec résistance de charge infinie est de + 10 dBm, soit 2,5 V.

La tension d'entrée maximale, potentiomètre de volume au maximum, est de −7 dBm, en réduisant le gain, cette tension d'entrée maximale passe à 0 dBm.

Le taux de distorsion harmonique varie bien entendu avec la fréquence et le niveau de travail, à 1 kHz et pour la tension d'entrée et de sortie maximale, nous avons une distorsion de 0,4 %, distorsion que l'on retrouve à 10 kHz. Diminuons le niveau d'entrée de 10 dB, nous avons alors 0,16 %, à 1 comme à 10 kHz. Ensuite, la distorsion se noie dans le bruit de fond, on constate une modulation en amplitude du bruit de fond par le signal... Le bruit de fond mesuré en sortie est de −100 dBm avec pondération A lorsque le gain est au minimum, au gain maxi, nous avons un bruit de fond de −89 dBm. La mesure pondérée permet d'éliminer les résidus alternatifs à très basse fréquence venus de l'alimentation.

L'écart de niveau entre les deux voies ne dépasse pas le demi-dB pour les atténuation faibles et le dB pour une atténuation plus importante.

Le tableau III donne la variation du gain en fonction de la tension du potentiomètre.

La courbe 7 donne la progression des réglages en fonction de la tension

Tableau III	TEA 2012									
Atténuation	0	5	10	15	20	30	40	50	60	70
Tension	2,80 V	2,43 V	2,29 V	2,18 V	2,09 V	1,93 V	1,79 V	1,64 V	1,5 V	1,34 V

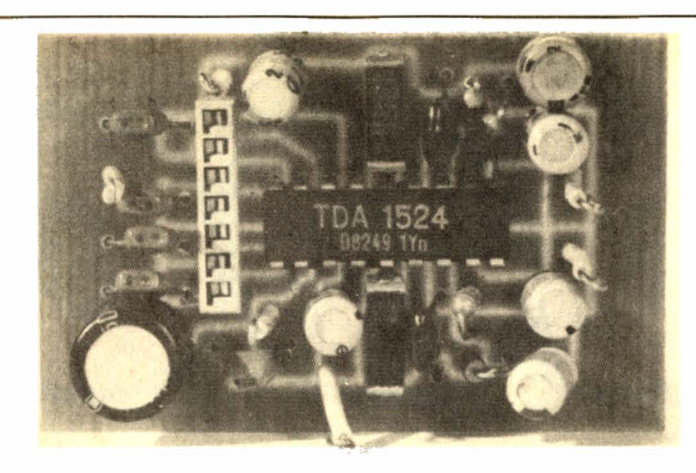
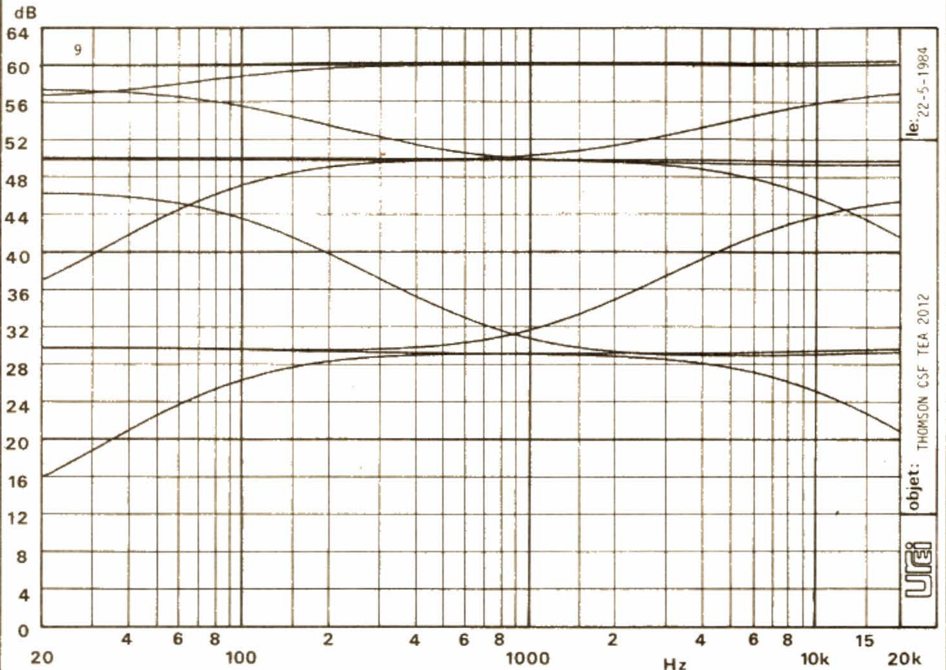
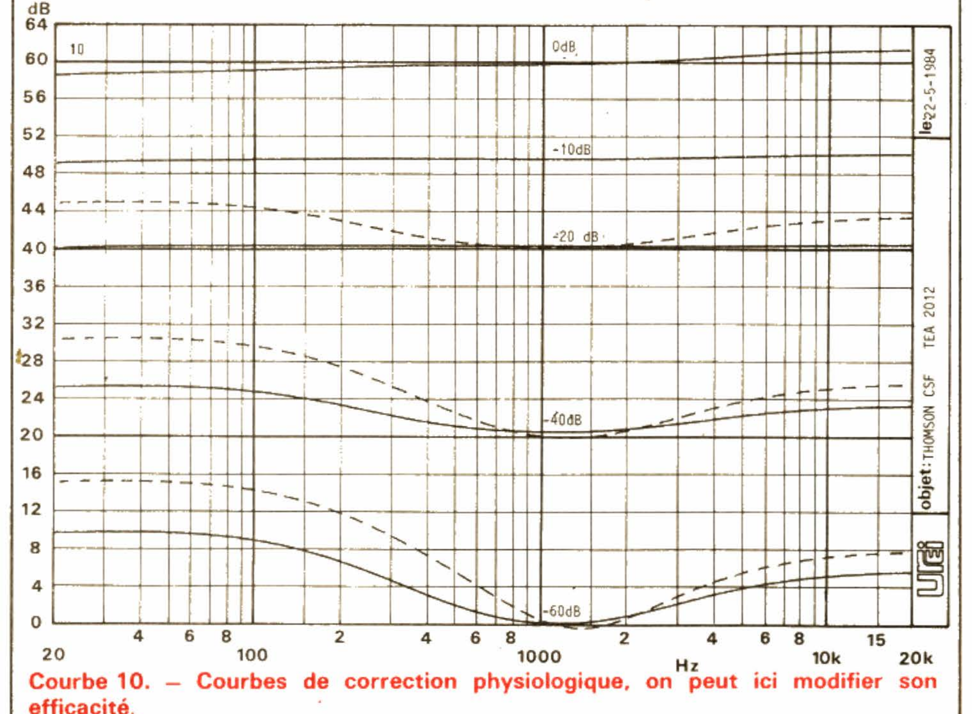


Photo 3. – Le correcteur RTC TDA 1524.



Courbe 9. – Courbes montrant la variation de l'efficacité de la correction en fonction de la position du potentiomètre.



Courbe 10. – Courbes de correction physiologique, on peut ici modifier son efficacité.

de commande, nous avons ici la courbe relevée en utilisant un condensateur de 0,1 µF dans le filtre de grave et de 3,3 nF pour le filtre d'aigu, ce qui nous donne un médium passablement entamé par la correction.

Nous avons modifié la valeur des composants pour arriver au réseau suivant (8) pour lequel nous avons remplacé les condensateurs par un de valeur double pour le grave et moitié pour l'aigu.

Pour ces deux réseaux, on note une efficacité de correction importante lorqu'il s'agit de remonter le niveau des signaux et moins importante pour leur atténuation, la configuration parallèle du circuit de correction entraînant cette dissymétrie. Le réseau 9 montre l'évolution de la correction de timbre lorsque la position du potentiomètre de volume est modifiée. On constate que potentiomètre à fond, les boutons de correction deviennent inefficaces.

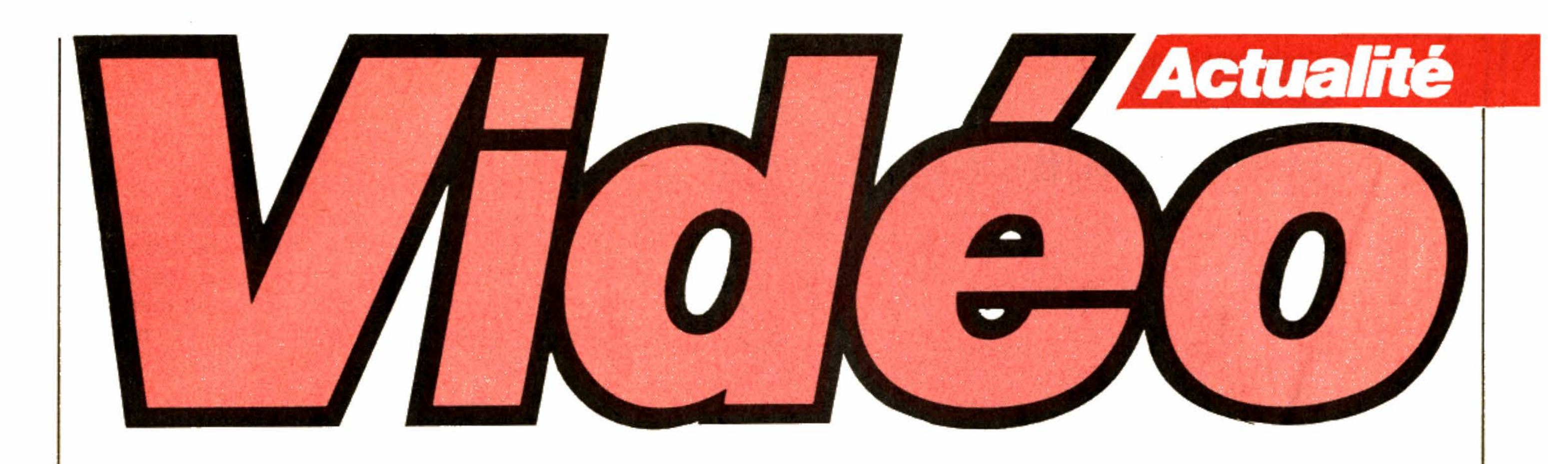
La dernière courbe montre que l'on peut obtenir, en jouant sur le potentiomètre auxiliaire, plusieurs courbes de correction physiologiques différentes. En jouant sur la valeur des résistances, on peut également intervenir sur l'efficacité de la correction qui peut atteindre plus de 24 dB dans le grave et 12 dans l'aigu. Si vous aimez les sons sourds...

Conclusions

Les trois circuits que nous avons présentés ici permettent de réaliser des correcteurs efficaces, relativement compacts, mais consommant tout de même un peu plus d'énergie que leurs confrères de type Baxandall. Deux de ces circuits présentent une configuration série, ils permettent d'assurer une correction identique dans les deux sens, tandis que celui à configuration parallèle présente des courbes différentes. Nous regretterons tout de même ici la taille du boîtier du TDA 4292, nettement plus encombrant que les autres.

Amateurs de commande à distance ou de circuits simples, ces circuits intégrés ne manqueront pas de vous simplifier l'existence.

Etienne LEMERY



EDITORIAL

LA T.V. STEREO

Le C.E.S. (Consumer Electronics Show) d'été de Chicago a attiré l'attention sur les émissions TV avec son stéréo. Ce n'est pas une nouveauté, a priori, puisque depuis 1978 les Japonais bénéficient d'un système TV entrant dans cette catégorie et que, depuis 1981, le procédé – allemand cette fois et appliqué au PAL – présenté au Funkausstellung de Berlin est devenu une réalité quotidienne pour la R.F.A. et les pays frontaliers limitrophes.

Dans cette évolution des émissions TV, les Américains ne sont donc pas des précurseurs en ce domaine ; mais comme tout système qui arrive postérieurement à d'autres, celui retenu par les USA permettra aux usagers du NTSC d'avoir à la fois accès au son stéréo et à deux voies indépendantes autorisant le bilinguisme, ce qui n'est pas possible avec le procédé pour lequel ont opté, il y a de cela six ans, les Japonais.

Le standard US, proposé par le NAB (National Association of Broadcasters) et l'EIA (Electronics Industries Association) et retenu par la FCC (Federal Communications Commission) marque l'aboutissement de cinq années de recherches et d'essais ; le retard pris s'explique par le fait que les autorités responsables n'ont pas voulu voir rééditer les errements qui avaient conduit, avec la radiodiffusion AM stéréo, à une multiplicité de systèmes d'émission et de réception différents avec tous les inconvénients que cela implique. Cette fois, pour la TV à son multivoie, la temporisation dans le choix a conduit à adopter un système faisant l'unanimité en tant que procédé de par la qualité de ses résultats.

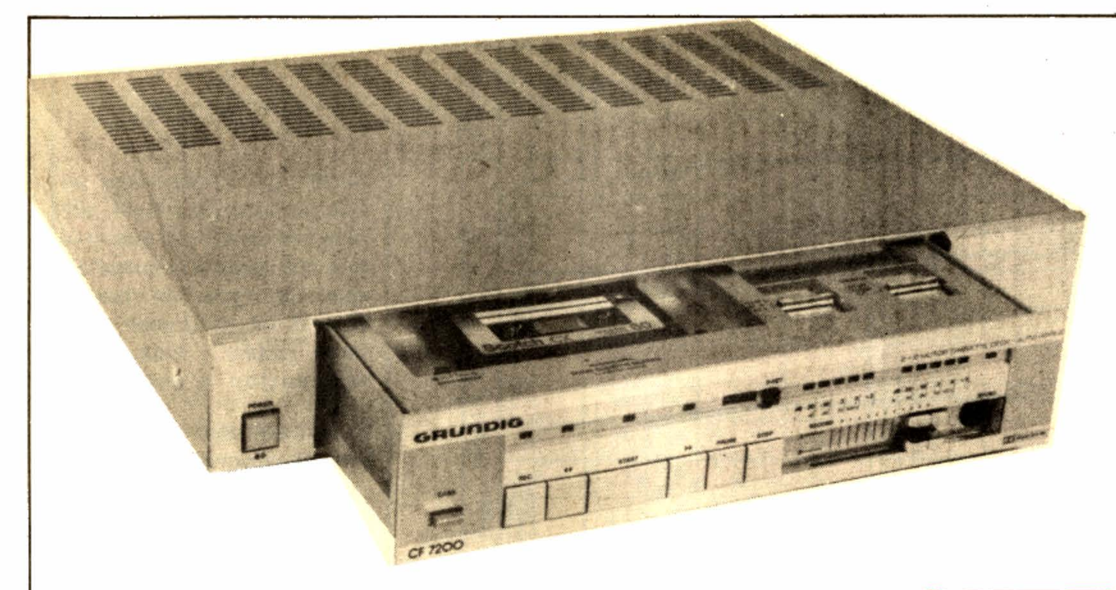
C'est le système de transmission proposé par la firme Zenith qui équipera les émetteurs et récepteurs américains, système auquel s'ajoute un dispositif de compression-expansion dû à dbx, une société bien connue dans le domaine couvrant ce type d'appareillage. Ainsi donc, le rapport signal/bruit se trouve amélioré de façon significative à la réception.

Les téléspectateurs américains seront à même de recevoir le son en mono – pour ceux qui n'auront pas leur récepteur équipé du circuit de décodage – et en stéréo, avec, en même temps ou alternativement, possibilité de bilinguisme (écoute au casque de cette voie supplémentaire pour des raisons évidentes), avec, en plus, la réception de données sur une quatrième voie.

En définitive, cela valait la peine de savoir attendre. Quant à nous, en France, il semble bien que nous devrons nous contenter de la stéréo du système PAL, dans l'immédiat pour les frontaliers de la RFA et, dans un proche avenir, avec la réception des satellites, possibilités auxquelles nous ajouterons celle des réseaux câblés retransmettant ce type d'émissions.

Mais où est donc le SECAM dans tout cela ?

Ch. PANNEL



LE MAGNETOPHONE GRUNDIG CF 7200

Manifestement, le CF 7200 a été dessiné pour les chaînes 7000 de la marque. Sa largeur s'adapte à celle des autres éléments. Pour réduire la hauteur, on a adopté la formule très à la mode du tiroir motorisé.

Dès l'ouverture du capot, on se rend compte de la place perdue. De chaque côté de la mécanique et de l'électronique, rassemblées dans un tiroir mobile, deux vides permettent de penser que l'on a simplement écarté les faces latérales. La même mécanique pourra être employée avec tous les éléments de la gamme, il suffira d'adapter l'enveloppe externe.

Les prises arrière restent solidaires de la base ainsi que l'interrupteur secteur et le fil correspondant. Tout le reste, transformateur d'alimentation et moteurs compris se tiennent à l'intérieur du tiroir, un tiroir relativement lourd par conséquent, les quatre moteurs et le transformateur étant responsables en grande partie de cette particularité.

Bien que la chaîne 7200 se situe dans le haut de la gamme de Grundig, nous avons un magnétophone très simple, puisqu'à deux têtes, réducteur de bruit Dolby B et C, indicateur de niveau à 5 diodes par canal et compteur mécanique.

Côté pratique, nous signalerons la présence d'une prise d'entrée frontale assurant la déconnexion automatique des entrées ligne de la face arrière à l'insertion de la fiche. Nous trouvons aussi sur cet appareil une prise multiple DIN d'aller et retour, l'origine allemande du produit imposant cette formule. On constatera sur cet appareil l'absence de prise casque, nous aurions peut être aussi eu droit aux prises DIN...

L'ouverture du tiroir s'obtient en pressant une touche, touche utilisée aussi à la fermeture. Un moteur entraîne une démultiplication à pignon et poulies, une crémaillère fixe assure le déplacement. Le chariot roule sur une paire de rails, grâce à ses galets.

Un moteur entraîne le cabestan par courroie, ce moteur dispose de sa régulation de vitesse interne, un autre moteur entraînera les bobines et le dernier assure, par came, la mise en place de la tête et du galet presseur.

La platine mécanique est constituée d'une plaque sur laquelle a été surmoulée une partie en matière plastique permettant la fixation de tous les organes.

L'électronique a pris place sur plusieurs circuits imprimés. Le fabricant de semiconducteurs est assez impliqué dans cette réalisation, en effet, le microprocesseur de bord, composant courant aujourd'hui pour la gestion des mouvements, est un COP, les réducteurs de bruits viennent également de chez NS ; on trouvera, pour chaque voie, deux circuits complémentaires LM 1122 et LM 1123. Notons que l'on sort directement de ces circuits intégrés, avec tout de même une résistance série.

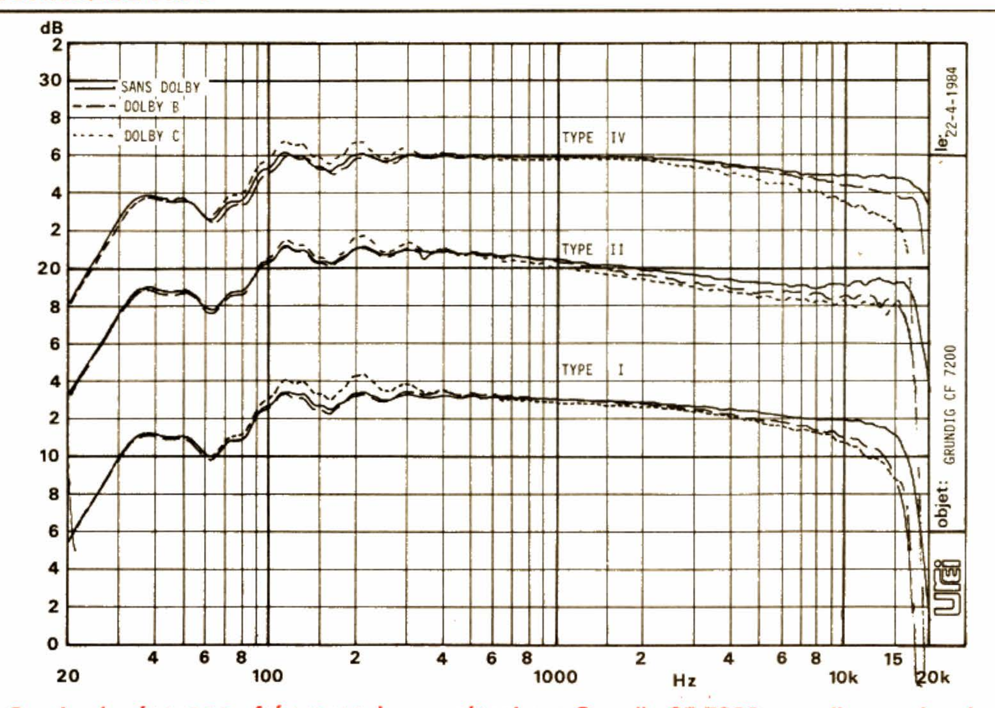
Ce magnétophone est monté sur un tiroir constitué d'un moulage de matière plastique, des plaques ont été ajoutées pour améliorer la rigidité et assurer le rôle de blindage. L'appareil est construit au Portugal.

La technique du tiroir ne facilite pas l'accès aux composants ; ici, on devra, en cas de problème, démonter pas mal de vis avant de découvrir l'électronique.

Mesures

La mécanique tourne un peu moins vite que la vitesse nominale, nous avons mesuré un écart de 0,5 %.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,07 %, une performance dans les normes actuelles.



Courbe de réponse en fréquence du magnétophone Grundig CF 7200 avec diverses bandes.

Le CF 7200 bénéficie d'une très grande rapidité de rebobinage, en effet, cette opération s'effectue en 43 secondes, un temps record. Attention aux amorces, elles devront résister au choc de l'arrivée.

Pour une cassette C60, le compteur annonce 446, les trois chiffres seront donc bien exploités bien que nous ne recommandions pas l'emploi de cassettes C120...

Les performances électro-acoustiques ont été mesurées avec les bandes indiquées dans le tableau. On constatera ici que les taux de distorsion sont assez élevés, en effet, le constructeur a choisi un 0 dB correspondant au niveau Dolby, niveau pour lequel une certaine distorsion existe, la bande commençant sa saturation. On devra donc surveiller avec soin ses indicateurs de niveau, notamment pour les bandes de type II et IV.

On constatera que les dynamiques sont d'un bon niveau, on sera aidé, pour l'enregistrement, par la préaccentuation équipant l'indicateur de niveau, ce circuit permet de mieux se rendre compte de la présence d'aigu et d'un risque de saturation. On verra que la cassette métal présente, point de vue saturation aux fréquences hautes, une supériorité certaine.

Les courbes de réponse sont données graphiquement, on constate que le réducteur de bruit fait perdre de l'aigu, c'est vrai mais partiellement ; en effet, en même temps que lui, entre en service un filtre évitant les interférences du résidu multiplex de la stéréophonie en MF.

Conclusions

Magnétophone de classe moyenne, le CF 7200 séduira par une certaine simplicité. Le constructeur aurait pu tout de même aller plus loin avec, par exemple, une commutation automatique de type de bande. Quand on s'adresse à un large public... Une bonne réalisation d'ensemble.

Commentaire des courbes de réponse :

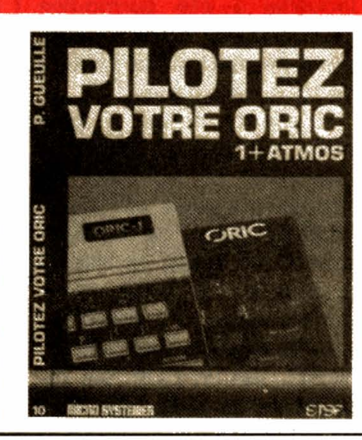
Ces trois courbes de réponse ont été relevées avec trois types de bande différents. Pour chacune, nous avons effectué une mesure par un enregistrement à – 20 dB par rapport au niveau OVU (sur cet appareil, le niveau 0 est relativement élevé) sans Dolby, en trait continu et avec Dolby B et C. On note ici un réglage de niveau correct, les trois courbes de réponse étant pratiquement confondues. On notera aussi, pour la mise en service du réducteur de bruit, une perte de l'extrême aigu, cette perte étant due à la mise en service d'un filtre multiplex destiné à éliminer les résidus d'un décodage stéréophonique. On notera tout de même pour la bande de type I une atténuation plus rapide de l'aigu.

Ici, la cassette métal présente un avantage visible pour l'enregistrement de l'aigu.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIES

PILOTEZ VOTRE ORIC 1 + ATMOS
par Patrick GUEULLE



L'Oric 1 a su s'imposer comme le symbole de l'ordinateur individuel de la « seconde génération ».

L'Oric Atmos dispose de toutes les fonctions (notamment graphiques et sonores) de son prédécesseur, dont les divers « défauts de jeunesse » ont été habilement corrigés.

Cet ouvrage s'adresse aussi bien aux débutants de l'informatique qu'aux habitués d'autres machines désireux de se convertir à l'Oric ou à l'Atmos.

Loin de se limiter à une simple initiation, Patrick Gueulle va jusqu'à traiter des plus récents circuits d'interfaces permettant de transformer l'Oric ou l'Atmos en téléphone à annuaire incorporé ou en oscilloscope à mémoire.

Principaux chapitres :
– Prise de contact avec l'Oric
– Le magnétophone
– Diverses applications
– Instructions sonores et raccordements
– Couleurs et haute résolution
– Imprimante et traitement de texte
– L'Oric robot : les interfaces.

Un ouvrage format 15 × 21, 128 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F. (coll. Micro-Systèmes n° 10).

UN TRANSCEIVER SYNTHETISE

MINIATURE A SORTIE DIRECTE

sur 144 MHz (ou 432 MHz) AU PAS DE 5 KHz

L'objet de la description qui va suivre est un transceiver piloté synthétiseur au pas de 5 kHz avec une sortie directe sur la fréquence 144 MHz, modulé en fréquence sur le VCO avec shift réception pour pouvoir fournir l'oscillation locale du récepteur. Le tout sur une plaquette d'époxy de 7 cm × 10 cm et 3 cm d'épaisseur double face !... et le transceiver est quasiment complet.

Les circuits utilisés S 187 B et S 89 de Siemens, montés en couple, forment un ensemble pouvant monter jusqu'à 500 MHz.

Les adeptes de la programmation linéaire pourront trouver là un montage relativement simple pour satisfaire leurs besoins de microprocesseur puisque disposant de deux compteurs : l'un de 9 bits, l'autre de 7, pour grimper jusqu'à 500 MHz.

La réalisation pratique va être donnée pour un transceiver 144 MHz, mais elle est tout aussi applicable pour un appareil 432 MHz, sans changement essentiel de schéma. Il suffira pour cela de modifier la programmation des broches du S 89 et S 187.

Il n'est pas besoin de revenir sur les avantages d'une sortie directe sur la fréquence de travail pour un émetteur. Le VCO sort **directement** le 144 MHz au pas de 5 kHz. Un changement simple de la programmation réception donne également directement le 135 MHz.

« Le saut » de 9 MHz, valeur de la MF, n'est rendu possible que par le principe de synthèse de fréquence utilisé ici et qui diffère assez profondément d'une boucle de phase habituelle.

Reprenons-en rapidement les éléments principaux pour faire comprendre le mécanisme de fonctionnement. Toute boucle de phase d'un synthétiseur classique, se compose de la succession d'éléments :
– oscillateur variable contrôlé (VCO),
– diviseurs programmables,

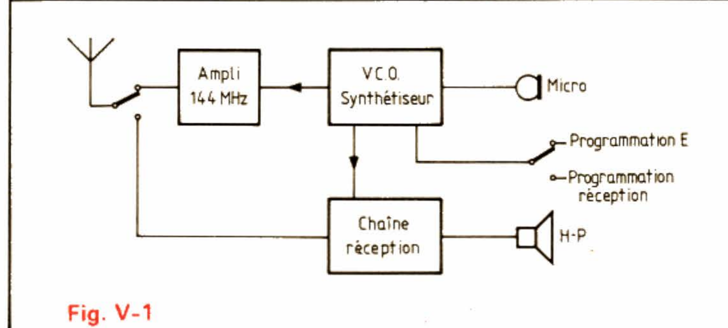


Fig. V-1

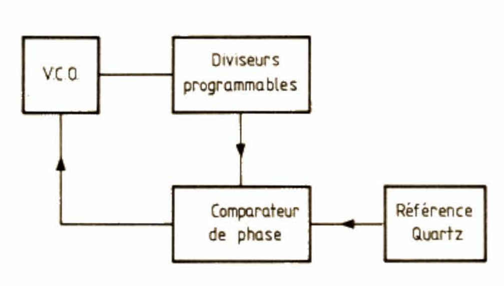


Fig. V-2

– oscillateur de référence à quartz,
– comparateur de phase.

Dans ce système, la fréquence du VCO se trouve verrouillée sur le quartz de référence dans le rapport suivant :
Fréquence VCO =
Fréquence de Référence X Division N.

Le rôle du comparateur de phase étant de délivrer une tension proportionnelle au déphasage qui pourra exister entre le VCO/N et la référence.

Si nous voulons opérer avec un pas de 5 kHz sur une fréquence de travail de 30 MHz, le rapport de division devra être :
30 000 kHz : 5 kHz = N = 6 000.

Plusieurs conditions sont à remplir : la fréquence du VCO en boucle ouverte (sans verrouillage) doit être proche de celle avec asservissement. Il n'est pas question d'établir un fonctionnement correct du synthétiseur si l'ensemble L, C et varicap du VCO sont très mal dimensionnés.

Les diviseurs programmables doivent pouvoir travailler à la fréquence considérée, sans retard d'impulsions, en moyenne 20 MHz en technologie TTL et 2,5 MHz pour les MOS. Il faut se rappeler par ailleurs que le domaine de capture pour que l'asservissement s'établisse est plus petit que le domaine de maintien du verrouillage :

Afin de se libérer de la limite en fréquence des diviseurs programmables, il vient rapidement à l'esprit de les faire précéder par un « prédiviseur », ce qui fait alors gagner de précieux Mégahertz.

Ainsi, un 95H90, suivi du SN 7490 en cascade, divisent par 100 la fréquence du VCO, ce qui – avec une limite de fonctionnement en technologie MOS à 2,5 MHz – pourrait permettre une fréquence de travail à 2,5 MHz × 100 = 250 MHz. Malheureusement, cette technique revient à multiplier le pas élémentaire de référence par le même facteur 100, ce qui revient à dire, en prenant le pas de 5 kHz de l'exemple précédent, que celui-ci sera devenu un pas élémentaire de 500 kHz (!) et donc inexploitable pour la plupart des applications souhaitées

Un autre système a donc été imaginé, permettant à la fois – par la prédivision – l'accès à des fréquences hautes et, par une astuce d'impulsions sélectives, de parvenir cependant à un pas très petit.

Reprenons le diagramme global avec cette fois le prédiviseur par M (fig. V-4).

La fréquence du VCO, c'est-à-dire de l'oscillateur contrôlé, sera régie par la formule simple suivante :

Fvco = M × N × F.ref

où

M = nombre au prédiviseur,
N = nombre affiché aux diviseurs programmables,
F.réf = fréquence de référence donnant le pas.

Imaginons par ailleurs que maintenant, au lieu de diviser constamment pendant chaque cycle par une valeur constante de prédivision (100, dans notre exemple), nous divisions une partie du temps par 101 en ajoutant un deuxième compteur à cet effet.

Notre schéma de base deviendra celui de la figure V-5 avec une fréquence de VCO égale à :

F.vco = (A + M.B) × F.réf.

où

A = compteur secondaire,
B = compteur principal,
M = nombre au prédiviseur

Ainsi, pour une référence de 5 kHz, un prédiviseur par 100/101 et une fréquence de sortie désirée de 144 000 kHz, le compteur B devra marquer 288.

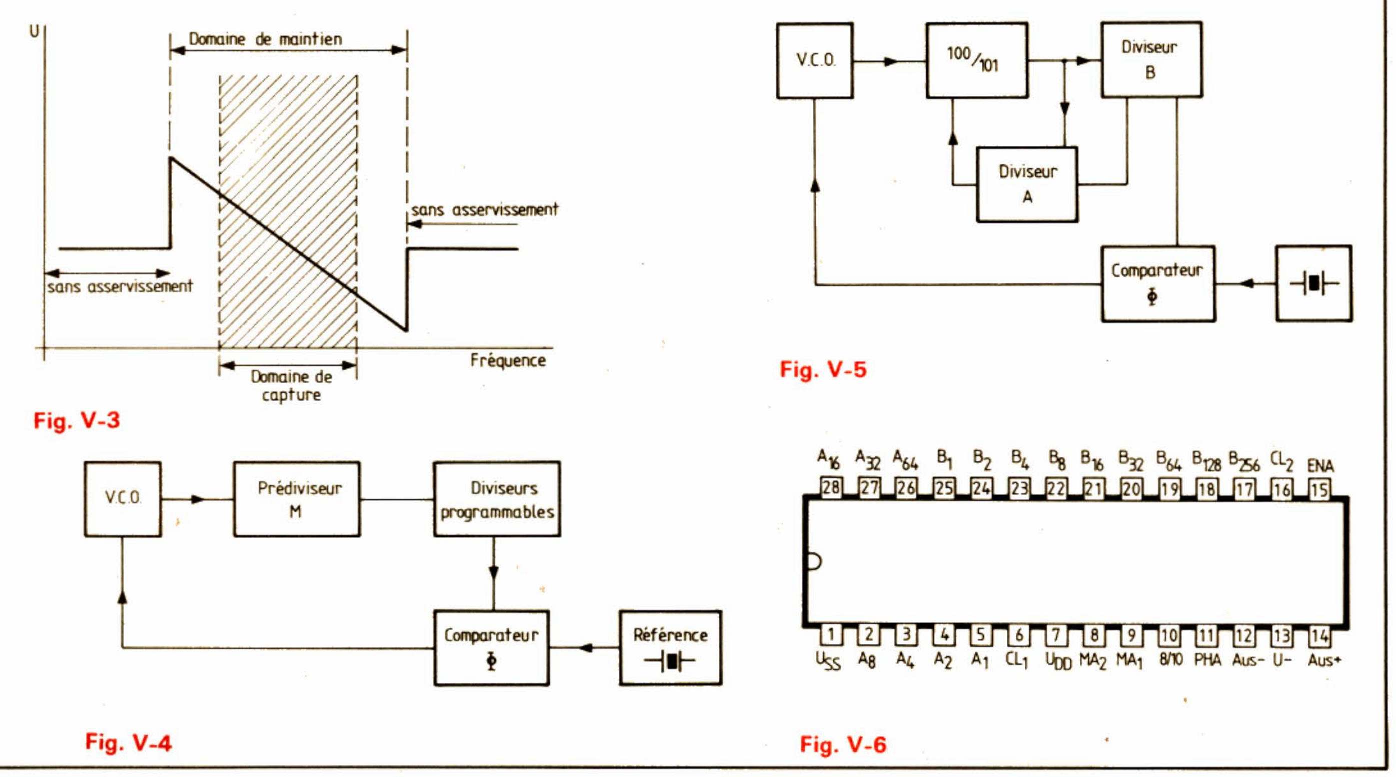


Fig. V-3
Fig. V-5
Fig. V-4
Fig. V-6

Chaque pas du compteur principal B fait avancer la fréquence de F.réf. × 100 = 500 kHz, et chaque pas du compteur A de F ref. = 5 kHz et joue alors le rôle de compteur « fin ».

Nous connaissons les rudiments nécessaires pour pouvoir utiliser le S 187 B de chez Siemens. Ce dernier intègre dans un cricuit de 28 pattes toutes les fonctions (ou presque) dont nous venons de parler :

- diviseurs asynchrones pour l'oscillateur de référence,
- comparateur de phase,
- diviseur synchrone A,
- diviseur synchrone B,

Il manque seulement le VCO et le prédiviseur. Cette dernière fonction est confiée à un circuit de 14 broches, le S 89.

Voyons en détail les diverses fonctions du S 187 B : (fig. V-6)

1° Les diviseurs asynchrones de l'oscillateur de référence

L'oscillateur à quartz n'est pas inclus dans le chip lui-même et comme, par ailleurs, nous avons besoin d'un transistoir FET, canal N, pour la sortie du comparateur de phase, il est alors avantageux d'utiliser un circuit intégré du type CD 4007 pour cet usage.

Le diviseur Xal est programmable par Ma1 et Ma2 avec les rapports suivants :

Ma1	Ma2	DIV.
1	1	32
0	1	64
1	0	128
0	0	256

Un deuxième diviseur lui succède pour effectuer une division soit par 8 (niveau 0), soit par 10 (niveau 1).

Le quartz qui apparaît le plus utile pour la plupart des préoccupations du radio-amateur est celui de 6,4 MHz (limite d'ailleurs des diviseurs asynchrones), puisqu'il autorise les pas suivants : 2,5 kHz, 3,125 kHz, 5 kHz, 6,25 kHz, 10 kHz, 12,5 kHz, 20 kHz et 25 kHz,
ce qui n'est tout de même pas si mal avec un seul quartz !

Pour ce qui nous intéresse, nous effectuerons une divison de 6 400 kHz : 5 kHz = 1 280, soit une division par 128 puis par 10 et donc sur les broches :

Ma1	1	broche 9
Ma2	0	broche 8
8/10	1	broche 10

2° Le comparateur de phase

Interne au circuit intégré, il n'est pas question d'aller mesurer les fréquences de comparaison incidentes comme il peut parfois être prudent de le faire sur un CD 4046 classique. Donc attention au sérieux de la programmation des diviseurs. Il vaut mieux vérifier à plusieurs fois les niveaux sur le multiplexeur Ma1 et Ma2 ainsi que sur les diviseurs synchrones A & B. Nous y reviendrons.

Un transistor FET, canal N, vient compléter la sortie du comparateur, lui-même suivi d'un filtre passe-bas qui extrait la composante continue allant à la diode varicap du VCO (fig. V-8).

3° Les diviseurs synchrones A & B

Le diviseur principal – que l'on appellera B pour plus de commodité – est à 9 bits, c'est-à-dire que nous pouvons lui faire compter en binaire jusqu'à 511.

Ces broches sont à l'état L lorsqu'elles ne sont pas raccordées. Pour les mettre à l'état 0, il suffit de les mettre à la masse soit directement, soit par l'intermédiaire d'une résistance inférieure à 5 kΩ.

Le diviseur A peut être appelé diviseur secondaire, c'est lui qui fait avancer de 5 en 5 kHz dans notre application. Il est à 7 bits et permet de compter en binaire jusqu'à 127.

En ayant en mémoire que la fréquence du VCO est tenue aux autres variables par la relation :

Fvco = (A + M. B) × F.réf.

Il vient :

A = 0 à 99
M = 100, M + 1 = 101
B = 288 à 291, F.réf. = 5 kHz

pour émettre de 144 MHz à 145,995 MHz.

pour l'oscillateur local de réception qui va de 135 MHz à 136,995 MHz, le compteur B variera de 270 à 273.

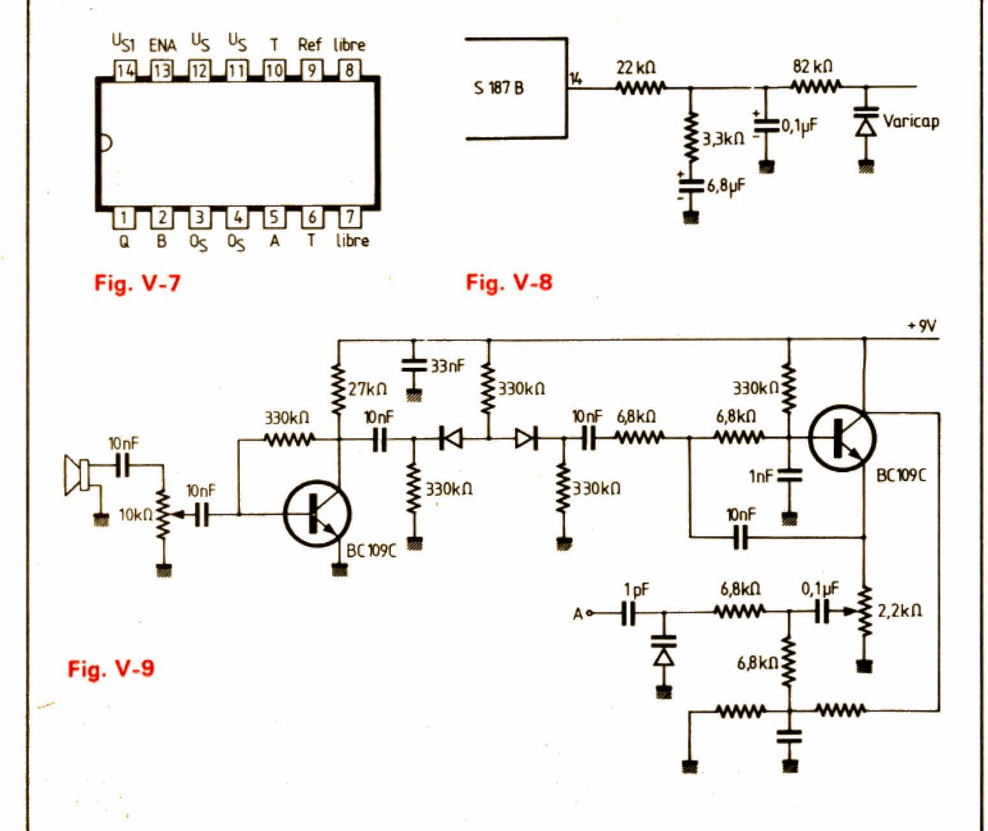


Fig. V-7

Fig. V-8

Fig. V-9

Etats du compteur B	Facteur de division	1	2	4	8	16	32	64	128	256
144 Emission	288	0	0	0	0	0	1	0	0	1
Récept. 135	270	0	1	1	1	0	0	0	0	1

Pour passer de l'émission 144,000 MHz à la réception 135,000 MHz, il suffit de mettre à la masse les poids 4 et 8, tandis qu'en reception ce sera la broche 20, correspondant au poids 32.

Les changements de bande de 500 kHz sont effectués par les broches 25 et 24.

4° Le prédiviseur programmable S 89 (fig. V-7)

Partie essentielle du montage, il monte allègrement jusqu'à 500 MHz !

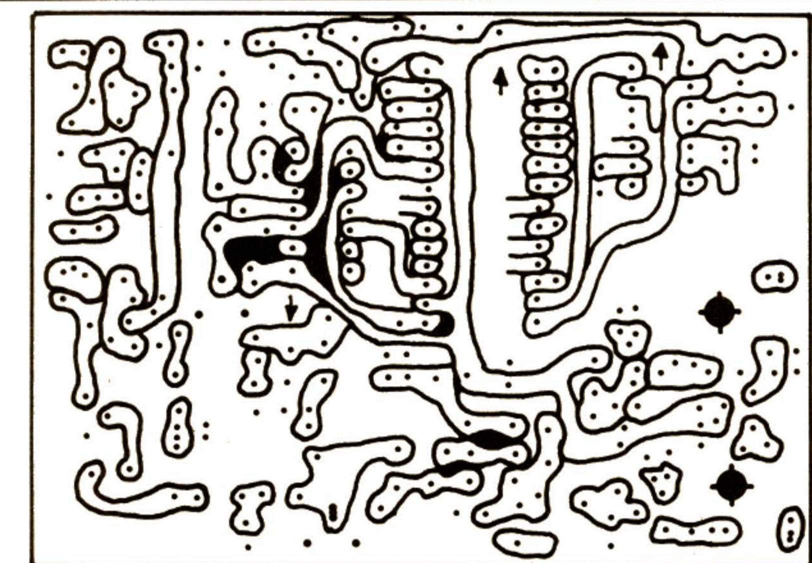


Fig. V-11

Fig. V-10

avec les rapports de division suivants :

100/102 } jusqu'à 500 MHz.
200/202 }

100/101 } pour 250 MHz.
50/51 }

La division par 100/101 est celle que nous avons choisie et la programmation des entrées A et B est donc la suivante : A = 0, B = 1. Sachant que lorsque la broche Enable est au niveau haut, nous divisons par 100, lorsqu'il est à 0, la division s'effectue par 101.

Attention : les entrées A et B sont programmées par 5 V et non 12 V.

La sensibilité d'un tel prédiviseur est très grande, et il a été nuisible de dépasser une amplitude crête de 600 mV sur l'entrée, un phénomène de multiplication par deux du signal s'effectuant alors en sortie et empêchant un verrouillage correct de l'ensemble.

Réalisation pratique

Le schéma est celui de la figure V-10.

Du côté oscillateur à quartz, le découplage est indispensable au niveau de la 8,2 kΩ pour trouver une oscillation stable à la broche 6 du S 187 B.

Vérifier à l'oscilloscope ou au fréquencemètre, en sachant pour ce dernier qu'une mauvaise lecture n'est pas toujours la preuve d'un mauvais fonctionnement. Il est fréquent, en effet, que la faible impédance d'entrée du fréquencemètre vienne perturber gravement le montage en essai. Procéder alors avec un étage tampon à haute impédance d'entrée. Les figures V-11 et V-12 reproduisent le plan du circuit et son implantation.

Veiller à ne pas opérer sur les circuits sous tension, avec le fer à souder par exemple. Le prix des circuits intégrés utilisés justifie cette précaution élémentaire.

La mise en série d'une diode du type 1N 4004 libèrera également le circuit des soucis d'une inversion de polarité.

Le VCO utilisé est un classique. On peut utiliser un 2N 3819 à la place du U 310, mais au prix d'une perte de niveau très conséquente.

L_1 est constituée par 4 spires de fil argenté Ø 5 mm bobinées en l'air.

Les deux étages tampons sont classiques également et n'appellent pas de commentaires particuliers. On peut déjà trafiquer très confortablement en reliant directement une antenne à la sortie émission.

Reçu entre S_7 et S_9 à 10 km de distance. Que souhaiter de mieux, avec une pureté de spectre quasi idéale puisqu'en sortie directe sur 144 MHz.

L'ampli micro est simple. Un double réglage est prévu pour le gain micro et le taux de modulation.

Les diodes de limitation sont des 1N 4148 tandis que les deux transistors peuvent être des BC 109 ou autres NPN à faible bruit.

La modulation est appliquée à une seconde diode varicap indépendante de la boucle de phase. Un pont résistif donne à la diode une polarisation pour qu'elle puisse travailler dans une zone linéaire.

Le régulateur d'alimentation du S89 est du type 7805 ou équivalent. Attention au sens du branchement qui serait catastrophique pour le CI – découplé au ras des cosses par des 0,1 µF, pour vaincre ses tendances à l'auto-oscillation.

Un découplage à la broche 6 du prédiviseur est prévu mais n'a pas été jugé nécessaire puisque nous ne fonctionnons pas à la fréquence maximale.

L'ensemble du montage a été mis dans un boîtier constitué par un cerclage et deux couvercles du type tuner UHF à varicap.

Un blindage efficace est nécessaire, surtout si l'on pense travailler avec une puissance HF respectable.

Les entrées des compteurs A et B sont ramenées sur une face du boîtier, dans l'ordre binaire croissant, au tra-

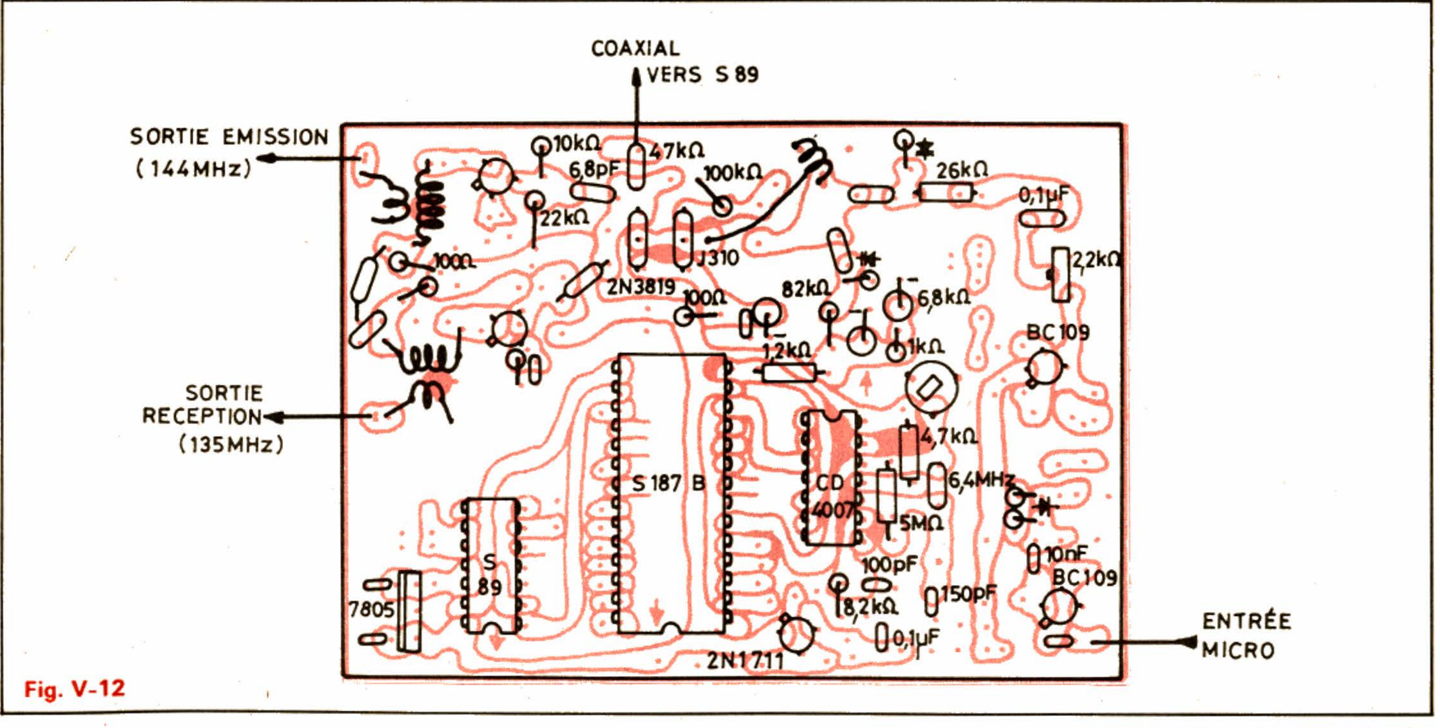


Fig. V-12

vers de by-pass également très utilisés en technique TV. Il en est de même pour les entrées alimentation.

Il en faut sept pour le compteur A, tandis que cinq seulement seront suffisants pour le compteur B si l'on suit notre plan de fréquence avec MF sur 9 MHz. Utilisez des fils de couleur en ruban, c'est très pratique pour se repérer et par ailleurs du plus bel effet !

Un point test a été prévu au niveau du filtre passe-bas du comparateur de phase. Il est essentiel en effet pour s'assurer que l'on se trouve dans une plage correcte de verrouillage de l'ensemble.

On doit trouver 9 V sur le by-pass – 100 kΩ lorsqu'on se trouve sur 146 MHz, et se situer aux alentours de 1 V pour 135 MHz. Si cela n'était pas atteint, il faudrait jouer sur la self du VCO en l'écrasant légèrement ou au contraire en écartant les spires afin de faire varier son inductance.

On peut également jouer sur la valeur de la 33 pF de liaison entre varicap et L1.

Lorsque l'asservissement est assuré, débrancher le synthétiseur à plusieurs reprises. Le verrouillage doit s'établir instantanément ; de même lors du shift en fréquence de 9 MHz.

Utilisation pratique des entrées programmables :

En ce qui concerne le compteur B, il nous donne l'accès au changement de bande de 500 kHz ainsi que le shift en moyenne fréquence
144 ←→ 135 MHz en passant de l'émission directe à l'oscillation locale.

Le changement de bande a lieu sur les entrées 25 et 24 (fig. V-13)

fréquences	broches 25	24	positions
144 000	0	0	1
144 500	1	0	2
145 000	0	1	3
145 500	1	1	4

Il est résolu par un simple contacteur à un seul circuit et quatre positions.

Pour le shift en fréquence de 9 MHz, 3 entrées sont concernées : (fig. V-14).

	23	22	20
Emission	0	0	1
Réception	1	1	0

Le compteur A fonctionne, lui, en code binaire pur. On peut imaginer un système simple de deux roues codeuses hexadécimales avec une feuille de retranscription des fréquences. Ce ne peut être qu'une solution d'attente. On peut adjoindre un microprocesseur pour la gestion des entrées : c'est ce que feront les adeptes du logic-system.

Pour notre compte, nous avons préféré un système par affichage digital de la fréquence selon le mode suivant :

Deux compteurs C-MOS du type CD 4029 fonctionnent en binaire, leurs sorties programmant les entrées du synthétiseur A. Parallèlement, le générateur de tops NE 555 alimente, à une vitesse 5 fois plus grande, 3 compteurs 4029 mis en travail décimal (fig. V-15).

Après une remise à zéro de départ, nous afficherons 5 kHz sur les compteurs décimaux, pendant que nous avancerons d'un pas sur les compteurs binaires de programmation.

Nous pouvons ainsi monter et descendre en fréquence jusqu'à 495 kHz, après quoi les compteurs recyclent à zéro.

Trois afficheurs prennent l'information sur les compteurs décimaux, par l'intermédiaire de 4511.

Michel LEVREL (F6DTA)
Robert PIAT (F3XY)

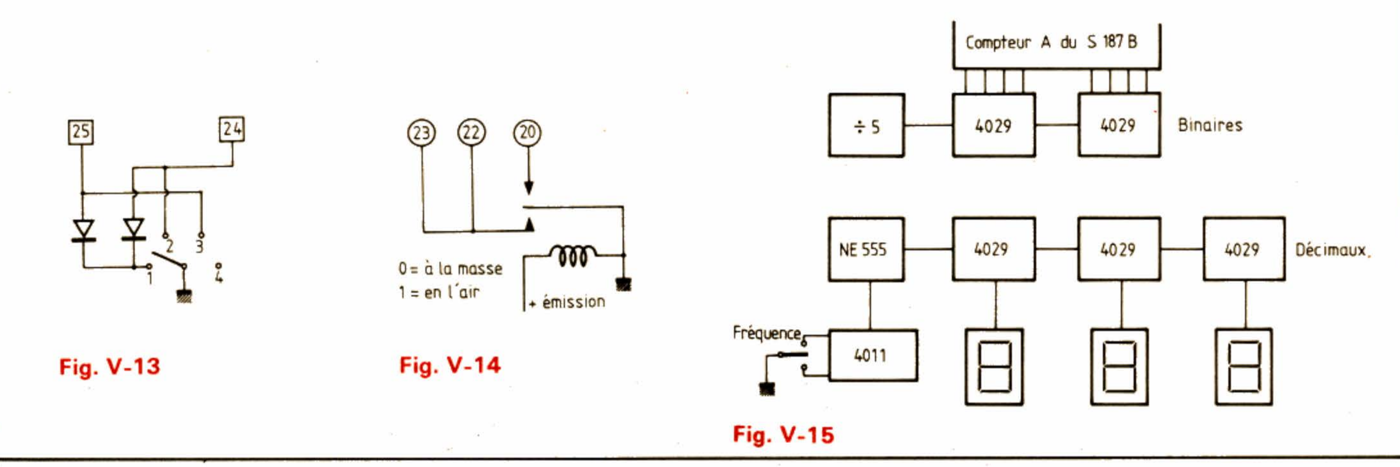


Fig. V-13

Fig. V-14

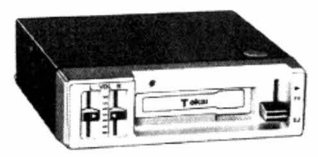
Fig. V-15

Magasins ouverts en Août

dam's importe et vend sans intermédiaire

ce qui vous assure toujours le meilleur prix

LECTEUR DE CASSETTES STÉRÉO « TOKAÏ M-1100 »





Peut recevoir tous types de cassettes (bandes Fe ou Cr), rép. 50 à 10 000 Hz, pleurage × 0,3 %, rapport S/B > 40 dB, puissance tot. **8 WATTS** music. touche combinée AVANCE rapide/EJECTION cassette, auto-stop fin de bande, contrôle de volume sur chaque canal, 2 sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (– à la masse) L. 137, H. 41, P. 145 mm.

Prix .... **190,00** + port et embal. 30,00

LECTEUR DE CASSETTES À BOOSTER ÉQUALIZER INCORPORÉ

« EUROSTAR A-300 »

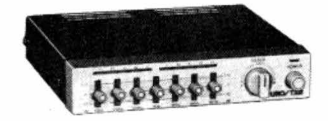


Peut recevoir tous types de cassettes (support magn. Fe ou Cr), touche combinée AVANCE rapide/ÉJECTION cassette, auto-stop fin de bande - Équalizer 5 bandes (60 - 250 Hz - 1 - 3,5 - 10 Khz) + 12 dB - Booster incorporé, puiss. totale **60 WATTS** music. (2 × 30), réponse 20 à 21 000 Hz, commandes : volume, balance D/G et AV/AR (fader) avec 2 rampes à LEDS témoins multicolores, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, Alim. 12 Volts (– à la masse) - L. 170, H. 43, P. 135 mm.

Prix .... **490,00** + port et embal. 30,00

LECTEUR DE CASSETTES STEREO « GELHARD GXC-120 »

Système QPS de recherche de blanc (...début d'enregistrement)



Peut recevoir toutes cassettes stéréo (bandes Fe ou Cr), système AUTO-REVERSE de lecture suivie des 2 faces sans manipuler la cassette, Avance/Retour rapide (blocable), sélecteur de pistes (1-3 ou 2-4), commandes : volume, tonalité, balance st., éjection cassette, puissance tot. **18 WATTS** music. (2 × 9 W), 2 sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (– à la masse), L. 140, H. 42, P. 150 mm.

Prix .... **690,00** + port et embal. 35.00

PETIT BOOSTER-EQUALIZER... GROSSE PUISSANCE !

« EUROSTAR ES-1560 »

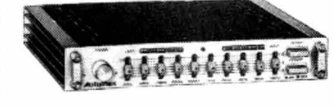


Puissance tot. **100 WATTS** music. (2 × 50 W), réponse en fréq. 20 à 20 000 Hz, rapport S/B > 65 dB, équalizer 7 bandes (60 - 250 - 50 - 1 - 4 - 8 - 16 Khz) réglable ± 12 dB sur chaque bande, rampes à LEDS multicolores droite et gauche, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance avant/arrière, alim. 12 Volts (– à la masse), dimensions réduites. L. 130, H. 25, P. 145 mm.

Prix .... **320,00** + port et embal. 30,00

BOOSTER-EQUALIZER « VOXSON VX-310 »

extra-plat

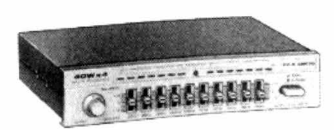


Puissance totale **60 WATTS** music. (2 × 30 W), réponse 20 à 20 000 Hz, S/B > 65 dB, EQUALIZER à 5 bandes (60 - 250 Hz - 1 - 3,5 - 10 Khz) avec réglage ± 12 dB sur chaque bande, contrôle sur 2 rampes à LEDS multicolores gauche/droite, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance avant/arrière, alim. 12 V (– à la masse), L. 160, H. 26, P. 140 mm.

Prix .... **295,00** + port et embal. 30,00

BOOSTER-EQUALIZER « AUTOMAX »

extra-plat



Puissance totale **60 WATTS** music. (2 × 30 W), réponse 20 à 20 000 Hz, S/B > 70 dB, EQUALIZER à 10 bandes (30 - 60 - 120 - 250 - 500 Hz - 1 - 2 - 4 - 8 - 16 Khz), réglage ± 12 dB sur chaque bande, contrôle sur 2 rampes à LEDS multicolores gauche et droite, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance avant/arrière, commutateur « defeat » pour écoute avec ou sans équalizer, alim. 12 Volts, L. 160, H. 26, P. 140 mm.

Prix .... **380,00** + port et embal. 30,00

SUPER-BOOSTER EQUALIZER « FUJI-ONKYO FE-910 »

Puissance tot. **160 WATTS** music. (4 × 40 W), réponse 20 à 20 000 Hz, S/B > 55 dB, equalizer en 10 bandes (30-60-120-250-500 Hz - 1-2-4-8-16 kHz), réglages ± 12 dB sur chaque bande, avec contrôle lumineux sur 2 rampes à LEDS multicolores, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance Avant/Arrière, commutateur « By-pass » pour écoute avec ou sans booster, alim. 12 V (– à la masse) - L. 180, H. 38, P. 142 mm.

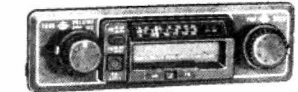
Prix .... **630,00** + port et embal. 35.00

DAM'S, 2 stations de MONTAGE dans Paris

sélection « de 8 imbattables »



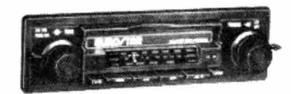
« DAM'S TC-125 »



GO - PO - FM mono et stéréo, LECTEUR de toutes cassettes stéréo (bandes Fe ou Cr), Avance rapide/Ejection, auto-stop fin de bande avec retour automatique du son radio, commandes : vol./tonal./bal., puiss. tot. **12 WATTS** (2 × 6 W), sortie H.P. 4 à 8 ohms, L. 180, H. 47, P. 160 mm.

Prix .... **440,00** + port et embal. 35,00

« ACIKO AR-804 »



GO - PO - FM mono/stéréo, LECTEUR stéréo type auto-reverse (permet lect. suivie des 2 faces cassette sans manipul. cassette), sélecteur face 1 ou 2, avance/retour rapide (blocable), commandes : vol. tonal./bal./éject., puiss. tot. **14 WATTS** (2 × 7 W) sortie H.P. 4 à 8 ohms, L. 178, H. 44, P. 155 mm.

Prix .... **820,00** + port et embal. 35,00

« EUROSTAR ES-5700 » horloge digitale



GO - PO - FM mono/stéréo, 12 stations préréglées en mémoire électr. (6 en FM, 6 en PO), recherche autom. ou manuelle, affich. digital de fréquence en recherche et de l'heure en écoute - LECTEUR st. toutes bandes, avance/retour rapide (blocable), auto-stop, puissance tot. **14 WATTS** (2 × 7 W), commandes : vol./tonal./bal./loudness, 2 sorties H.P., L. 178, H. 44, P. 160

Prix ...... **1 590,00** + port et embal. 40,00

« EUROSTAR ES-7000 » à synthétizer PLL



GO - PO - FM mono/stéréo, 10 stations prérégl. en mémoire électr. (5 en FM, 5 en PO ou GO (ou PO + GO) recherche autom. ou manuelle, affich. digital de la fréq., sélect. DX ou Local - LECTEUR stéréo auto-reverse, sélecteur bandes Fe ou Cr, Avance/retour rapide (blocab.), puiss. tot. **30 WATTS** (2 × 15 W) 4 sorties H.P., commandes : volume/tonal./balances D - G et AV - AR, dim., L. 180, H. 52, P. 150 mm.

Prix .... **2 290,00** + port et embal. 40,00

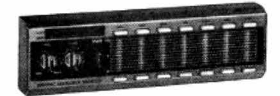
« EUROSTAR ES-1580 »



BOOSTER-EQUALIZER puiss. totale **60 WATTS** music. (2 × 30 W), fréq. 20 à 21.000 Hz, rapport S/B > 40 dB équal. 7 bandes (60 - 150 - 400 Hz - I - 2,4 - 6 - 15 Khz) rampes à LEDS multicolores droite/gauche, 4 sorties H.P., balance AV/AR, 2 prises casques, commutateur casques ou H.P., dim. L. 140, H. 32, P. 130 mm

Prix .... **350,00** + port et embal. 30,00

« EUROSTAR ES-1820 »



BOOSTER-EQUALIZER, puiss. totale **60 WATTS** (2 × 30 W), fréq. 20 à 20 000 Hz, rapport S/B × 65 dB équal. 7 bandes, réglages à touches sensitives, avec contrôle lumineux, 4 sorties H.P., balance avant/arrière, commutateur « Defeat » pour écoute avec ou sans l'équalizer, L. 180, H. 48, P. 180 mm.

Prix .... **520,00** + port et embal. 30,00

« EUROSTAR A-310 »



LECTEUR **auto-reverse** avec BOOSTER-EQUALIZER incorporé, puiss. totale **60 WATTS** music. (2 × 30 W) 4 sorties H.P., équal. 5 bandes avec contrôle lumineux sur 2 rampes à LEDS multicolores, commandes : avance/retour rapide (blocable), vol., balance D/G et AV/AR, dim. L. 170, H. 43, P. 135 mm.

Prix .... **590,00** port et embal. 35,00

CENTRALE ANTI-VOL VOITURE « ECHO-ALARME »



La protection volumétrique d'habitacle a Ultra-sons et l'ouverture des portes latérales du véhicule commandent l'alarme temporisée (réglable de 2 à 25 sec.). L'alarme instantanée se déclenche quand il y a : ouverture capot moteur ou coffre à bagages. La centrale en position veille neutralise toute mise en marche moteur (essence ou diesel) L'alarme utilise le klaxon du véhicule. Interrupteur « discret » pour mise en marche ou arrêt général.

Prix .... **330,00** + port et embal. 25,00

ANTIVOL « COBRA ART 430 » - Avec télécommande marche/arrêt de l'extérieur du véhicule, et sirène auto-alimentée, donc alarme instantanée si ouverture portes et capots ou détection volumétrique dans l'habitable - Prix .... **1.590,00** + port et embal. 35,00

Conditions de vente **dam's** pages suivantes